



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TESIS DOCTORAL

CARACTERIZACIÓN, MODELADO ELÉCTRICO Y DESARROLLO DE NUEVAS APLICACIONES DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

Autor:

Juan Carlos Torres Zafra

Director/es:

**Isabel Pérez Garcilópez
José Manuel Sánchez Pena**

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Leganés, Mayo 2009

TESIS DOCTORAL

CARACTERIZACIÓN, MODELADO ELÉCTRICO Y DESARROLLO DE NUEVAS APLICACIONES DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

Autor: Juan Carlos Torres Zafrá

Director/es: Isabel Pérez Garcilópez
José Manuel Sánchez Peña

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente: (Nombre y apellidos)

Vocal: (Nombre y apellidos)

Vocal: (Nombre y apellidos)

Vocal: (Nombre y apellidos)

Secretario: (Nombre y apellidos)

Calificación:

Leganés/Getafe, de de

Especialmente dedicado a mis abuelos
Rosario Quesada García y José Zafra Sánchez

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, deseo expresar mi más sincero agradecimiento a mis directores de tesis Isabel Pérez Garcilópez y José Manuel Sánchez Pena, cuyo apoyo científico ha sido fundamental para la realización de este trabajo.

Mi agradecimiento a Virginia Urruchi por su ayuda inestimable, así como por sus sabios consejos, y a todos los que forman parte del grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas de la UC3M: Carmen Vázquez, Ricardo Vergaz, José Isidro Santos, Rodrigo Manzanares, Pedro Contreras, David Sánchez, Carlos Marcos y David Barrios, sin olvidar a la gente que hace tiempo se fue, como: Miguel Ángel Jurado, Julio Montalvo y Noemí Gaona, porque de manera directa o indirecta todos ellos han participado en este trabajo.

A los compañeros que no son miembros del grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas: Manuel Sánchez, Angelito, Pablo Pedreira, Jesús Rubio, Daniel Gallego, Julio Posada Guillermo Guarnizo, Oscar Miguel, Almudena Lindoso, Judith Liu y Carlos González agradecerles el buen ambiente que siempre hemos tenido.

A M^a del Mar Sánchez, J. J Sánchez y Eva J. González, tanto por su ayuda en la gestión del “papeleo” como por la simpatía siempre demostrada, y al resto de la gente del departamento de Tecnología Electrónica, que en algún momento me apoyaron. También deseo expresar mi gratitud a Jesús Peña, Agustín Pulido, Cesar Vega, Jesús Arroyo y a Ernesto García por la ayuda prestada en los proyectos realizados durante estos años.

Al grupo de Cristales Líquidos de la Universidad Politécnica de Madrid: José Manuel Otón, Morten Andreas, Noureddine Bennis y a Xabier Quintana, en cuyas instalaciones se realizaron la mayor parte de los dispositivos utilizados en este trabajo.

También quiero agradecer a Jean-Louis de Bougrenet por invitarme a realizar una estancia en el Departamento de Óptica de la Universidad Telecom Bretagne y a todos mis compañeros: Bob Bellini, Bernard Della, Anne-Catherine Cariou, Emmanuel Daniel, con los que he compartido muy buenos ratos.

Especial mención me gustaría hacer a: M^a Begoña Coco, Rosa Coco y Rubén Cuadrado, que pertenecen a la Unidad de Baja Visión y Rehabilitación Visual del Instituto de Oftalmobiología aplicada de la Universidad de Valladolid. Sin su colaboración el sistema de detección de contorno desarrollado en este trabajo no habría sido posible. Además quiero

agradecer a los pacientes que prueban estas nuevas herramientas porque nos aportan una valiosísima información durante las pruebas.

Por último quisiera también agradecer a mi familia el apoyo incondicional recibido, destacando a Gema, que además, ha tenido una gran paciencia conmigo a la hora de escribir este trabajo; pero sin olvidar al resto de mi familia, a mis padres Baltasar y Pepita y a mi hermana Pepi.

RESUMEN

El presente trabajo aborda de forma pormenorizada diferentes aspectos relativos al comportamiento eléctrico y óptico de varias tecnologías de materiales cristal líquido (CL), así como sus potenciales aplicaciones en el ámbito de los sistemas de comunicaciones.

Inicialmente, se presenta una breve introducción sobre los cristales líquidos (CL). Se describen sus principales características eléctricas y ópticas, haciendo hincapié en las estructuras que se utilizan en este trabajo. También se hace una revisión sobre el estado actual y futuro de las pantallas de cristal líquido (LCD) de pequeño y gran formato, que es la aplicación industrial más importante a nivel de mercado de los dispositivos de CL, y, adicionalmente, se presentan otras aplicaciones para sistemas de comunicaciones que no están relacionadas directamente con la presentación de imágenes.

A continuación, se presenta un protocolo experimental de caracterización eléctrica de dispositivos basados en CL. Previamente a la descripción del protocolo desarrollado, se incluye el estado del arte de los métodos de caracterización eléctrica que se utilizan actualmente para cada uno de los dispositivos utilizados en este trabajo, y se analizan los modelos más adecuados. En este contexto, se explica el procedimiento utilizado para la obtención de los parámetros de cada uno de los circuitos eléctricos equivalentes (CEE) en las diferentes tecnologías de CL estudiadas. Se ha prestado especial atención al diseño de formas de onda para el proceso de caracterización, enfocado en realizar la medida de impedancia para diferentes estados de transmisión. Posteriormente, los parámetros obtenidos del CEE son validados comparando la medida experimental de la corriente que circula por el dispositivo de CL para diferentes señales de tensión aplicadas entre sus terminales y la corriente simulada (con una herramienta comercial de simulación de circuitos eléctricos) en el CEE obtenido previamente.

Por otro lado, gracias a un mejor conocimiento eléctrico de estos dispositivos, se propone el diseño, la caracterización eléctrica y la utilización de estos dispositivos basados en CL en aplicaciones de tipo no fotónico, en concreto, en sistemas de comunicaciones en el rango de radiofrecuencia. En este sentido, se han diseñado filtros y osciladores de frecuencia variable controlados electrónicamente (VCO) basados en dispositivos de CL Nemático Torsionado (TN). Estos circuitos se han implementado en el laboratorio utilizando componentes electrónicos comerciales, se han caracterizado experimentalmente y se han validado estos resultados con los modelos teóricos propuestos para dicho tipo de dispositivos.

Finalmente, se ha realizado el desarrollo de aplicaciones de alto valor añadido basadas en dispositivos de CL en ámbitos como la seguridad y la discapacidad. En concreto, se ha desarrollado un sistema de ayuda a la visión en pacientes con problemas de baja visión que es capaz de realzar las formas y los contornos de los objetos y que permite a dichos usuarios moverse de forma autónoma en cualquier tipo de entorno. Además, se describe también de forma esquemática el protocolo de comunicaciones y la optimización electroóptica realizada para un sistema de visión integrado en un casco de bomberos, cuyo visor es una micropantalla de CL antiferroeléctrico de alta resolución, y que permite presentar información de contexto al bombero, proporcionándole una mayor seguridad y eficiencia en el trabajo.

SUMMARY

This work tackles in detail different aspects regarding the electrical and optical behaviour of several liquid crystal (LC) material technologies, as well as their potential applications within the scope of communication systems.

Initially, LC materials are briefly introduced and their main electrical and optical characteristics are described. Moreover, a revision of the current and future trends of small and large-sized liquid crystal displays (LCD) is presented. Nowadays, LC devices market is mainly focused on displays to be used either as conventional TV or integrated in many multimedia devices (PDA, glasses for 3D cinema, digital cameras, etc.). Additionally, other applications for communication systems that are not directly linked to the image presentations are introduced.

An experimental protocol for electrical characterization of LC-based devices is presented. Previously to the protocol description, the state-of-art of the electrical characterization methods currently used is included, and the most suitable electrical models are analyzed. In this context, the procedure to derive the parameters for each electrical equivalent circuit (EEC) is explained. A special attention has been rendered to the design of voltage waveforms for the characterization process. Subsequently, the parameters obtained from the EEC are validated by comparing the experimental measurement of the electrical current across the LC device with the simulated electrical current (using a commercial simulation tool). On the other hand, as a consequence of the electrical model obtained for these devices, the use of LC-based devices for non-photonic applications is proposed and, particularly, for communication systems in the radio frequency range. In this context, voltage-controlled variable-frequency filters and oscillators (VCO), based on twisted nematic (TN) LC structures, have been designed. These circuits have been implemented in the laboratory using commercial electronic components, and experimentally characterized from the electrical point of view. These results have been validated by comparing with the theoretical results derived of each model of circuit.

Finally, the development of high-added value applications based on LC devices in fields related to safety and disability is shown. In fact, an assisted vision system has been developed for visually impaired people. This system is able to highlight the shapes of objects allowing to users to move autonomously in unknown environments. Furthermore, we also describe schematically the communications protocol developed and the electrooptical optimization performed in a vision system integrated in a fire-fighter helmet. In this system, a

high-resolution antiferroelectric LC microdisplay was used, which enables to show relevant information to the fire-fighter, improving the safety and efficiency in this kind of dangerous tasks.

ÍNDICE

CAPITULO I: INTRODUCCIÓN	1
I.1 MATERIALES CRISTAL LÍQUIDO. PROPIEDADES Y TIPOS	2
I.2 ESTRUCTURA DE UN DISPOSITIVO DE CRISTAL LÍQUIDO	7
I.2.1 Dispositivos de Cristal Líquido Nematico Torsionado y Supertorsionado	10
I.2.2 Dispositivos de Cristal Líquido Ferroeléctrico Estabilizado en Superficie, Antiferroeléctrico Triestado y V-Shaped.....	13
I.3 APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO	19
I.4 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS	30
I.5 BIBLIOGRAFIA	31
CAPITULO II: CARACTERIZACIÓN Y MODELADO ELÉCTRICO DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS	35
II.1 ANTECEDENTES	36
II.1.1. Modelos Eléctricos para Dispositivos de CLs Esméticos Quirales.....	37
II.1.2. Modelos Eléctricos para Dispositivos de CL Nemático	43
II.2 OBTENCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO BASADO EN LA ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA	44
II.2.1 Diseño de Formas de Onda para la Medida de Impedancia.....	46
II.2.1.a. Montaje Experimental Para la Caracterización Electroóptica Previa Para el Diseño de Formas de Onda de Medida de Impedancia	47
II.2.1.b Diseño de Formas de Onda para la Medida de Impedancia en Dispositivos AFLC y V-Shape	49
II.2.1.c Diseño de Formas de Onda Para la Medida de Impedancia en Dispositivos Nemático Torsionados	52
II.2.2 Medida de Impedancia	54
II.2.3 Medida de Corriente.....	55
II.2.3.a Montaje Experimental Para la Medida de Corriente	56
II.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS EN DIFERENTES TIPOS DE DISPOSITIVOS DE CL	59
II.3.1. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos V-Shape	59
II.3.1.1. Medidas de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos V-Shape	60
II.3.1.2. Obtención del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos V-Shape.....	66
II.3.1.3. Validación del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos V-Shape	73
II.3.1.4. Obtención de la Transmisión Óptica a Partir de la Respuesta Eléctrica de Dispositivos V-Shape	76
II.3.2. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos AFLC	80
II.3.2.1. Medida de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos AFLC.	80
II.3.2.2. Obtención del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos AFLC.....	84
II.3.3. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos TN	89
II.3.3.1. Medida de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos TN y Obtención del CEE.	89
II.3.1.2. Validación del CEE de Dispositivos TN.....	92
II.4 BIBLIOGRAFIA.....	94
CAPITULO III: NUEVAS APLICACIONES ELECTRÓNICAS DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS	99
III.1 CIRCUITOS RESONANTES SINTONIZABLES ELECTRÓNICAMENTE.....	102

III.1.1. Modelo Eléctrico del Dispositivo de CL	102
III.1.2. Resonador Serie	103
III.1.3. Resonador Paralelo	110
III.2 OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN	115
III.2.1 Osciladores Sinusoidales	115
III.2.1a Criterio de Oscilación	116
III.2.1b Oscilador Sintonizable	117
III.2.1b.1. Caracterización Eléctrica del Dispositivo de Cristal Líquido Mediante Espectroscopia de Impedancia	118
III.2.1b.2. Análisis en Pequeña Señal del Oscilador Sintonizable	119
III.2.1b.3. Implementación del Oscilador Sintonizable	121
III.2.2 Generadores de Onda Cuadrada	125
III.2.2.1. Caracterización del Dispositivo TN	127
III.2.2.2. Diseño del Generador de Onda Cuadrada Sintonizable	128
III.2.2.3. Resultados Experimentales del Generador de Onda Cuadrada Sintonizable	130
III.3 BIBLIOGRAFIA	132
CAPITULO IV. APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE CL DE ALTO VALOR AÑADIDO: SEGURIDAD Y DISCAPACIDAD	135
IV.1 SISTEMA DE AYUDA A LA MOVILIDAD PARA PERSONAS CON BAJA VISIÓN BASADO EN UNAS GAFAS DE REALIDAD VIRTUAL	136
IV.2 MICRODISPLAY AFLC COMO VISOR DE REALIDAD AUMENTADA EN UN CASCO DE BOMBEROS	148
IV.3 BIBLIOGRAFIA	155
CAPITULO V: CONCLUSIONES Y LÍNEAS ABIERTAS	157
V.1 CONCLUSIONES	158
V.2 LINEAS ABIERTAS	159

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPITULO I: INTRODUCCIÓN

Figura I-1. Molécula uniaxial	3
Figura I-2. Reorientación molecular debida al campo eléctrico a) anisotropía dieléctrica positiva b) anisotropía dieléctrica negativa	4
Figura I-3. Disposición de las moléculas en la mesofase nemática (N)	5
Figura I-4. Disposición de las moléculas en la mesofase colestérica (N*)	5
Figura I-5. Disposición de las moléculas en la mesofase esméctica A (SmA) y C (SmC)	6
Figura I-6. Disposición de las moléculas en la mesofase esméctica C*	6
Figura I-7. Estructura de un dispositivo de cristal líquido	7
Figura I-8. Alineamiento homogéneo	8
Figura I-9. Alineamiento homeotrópico	8
Figura I-10. Curva Transmisión de un dispositivo TN en función de la tensión aplicada	11
Figura I-11. Curva Transmisión de un dispositivo STN en función de la tensión aplicada	12
Figura I-12. Estructura de un dispositivo SSFLC	13
Figura I-13. Biestabilidad del dispositivo SSFLC: a) Estado de máxima transmisión y b) Estado de mínima transmisión	14
Figura I-14. Respuesta ferroeléctrica	15
Figura I-15. Dispositivo AFLC triestado. a) Estado de mínima transmisión, b) y c) Estado de máxima transmisión	16
Figura I-16. Respuesta antiferroeléctrica	17
Figura I-17. Estructura del dispositivo V-SHAPE en varias de sus fases: c) cuando la muestra está en reposo, a) y e) saturada, b) y d) escala de grises	18
Figura I-18. Respuesta en forma de V. El eje del polarizador está situado normal a la capa esméctica	18
Figura I-19. Sección de una pantalla AMLCD de visión directa	19
Figura I-20. Prototipo LCD TV con 108" (Sharp) de diagonal. Se basan en pantallas sobre matriz activa con resolución 1920x1080	20
Figura I-21. Prototipo de la televisión más grande del mundo con 150" (Panasonic) de diagonal, con una resolución de 2000x4000	20
Figura I-22. Esquema de un sistema óptico controlado por fase	26
Figura I-23. Diagrama de un VOA basado en CL	27
Figura I-24. Esquema de una lente de CL basada en una célula de CL con dos electrodos transparentes separados	28
Figura I-25. Gafas de cristal líquido CrystalEyes 3 de la empresa RealD, que incorpora un sistema de sincronización infrarrojo con la pantalla proyectora	29

CAPITULO II: CARACTERIZACIÓN Y MODELADO ELÉCTRICO DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

Figura II-1. Circuito eléctrico propuesto por J. Fünfschilling y Schadt para reproducir la respuesta de los CLs esmécticos quirales	37
Figura II-2. Circuito propuesto por J. Fünfschilling y M. Schadt para modelar los dispositivos esmécticos quirales	38
Figura II-3. Puente de medida capacitivo utilizado por Ton Verhulst para obtener el CEE de dispositivos esmécticos quirales	39
Figura II-4. Captura de osciloscopio de la polarización frente a la tensión de excitación de un dispositivo DHF, medida con el puente capacitivo de la Figura II-3 [II-40]	40
Figura II-5. Capacidad total de un dispositivo V-shape medida a baja frecuencia [II-25]	41
Figura II-6. Circuito propuesto por Won Sang Park et. al. para dispositivos V-shape	42

Figura II-7. Circuito eléctrico equivalente de dispositivos de CL esméctico quirral utilizado en este trabajo	42
Figura II-8. Circuito eléctrico equivalente de un dispositivo de CL nemático	43
Figura II-9. Circuito equivalente para dispositivos de CL nemático en diferentes rangos de frecuencia a) bajas frecuencias b) frecuencias medias c) altas frecuencias	44
Figura II-10. Diagrama de bloques del protocolo de medida para la obtención y validación del CEE de dispositivos de cristal líquido	45
Figura II-11. Montaje experimental para la caracterización electroóptica para el diseño de formas de onda de medida de impedancia	47
Figura II-12. Entorno gráfico implementado para la generación de funciones HP33120A	48
Figura II-13. Características del analizador Solartron 1260	49
Figura II-14. Forma de onda básica con borrado por relajación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC y V-shape (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)	49
Figura II-15. Transmisión en dispositivos AFLC y V-shape aplicando la forma de onda básica con borrado por relajación	50
Figura II-16. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC y V-shape (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)	50
Figura II-17. Transmisión en dispositivos AFLC y V-shape aplicando la forma de onda con borrado por saturación	51
Figura II-18. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC (a) y su relación con la evolución de la transmisión del dispositivo a baja frecuencia (b)	51
Figura II-19. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC en las ramas internas (a) y su relación con la evolución de la transmisión del dispositivo a baja frecuencia (b)	52
Figura II-20. Forma de onda propuesta para realizar la medida de impedancia en los dispositivos TN (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)	53
Figura II-21. Montaje experimental para la medida de impedancia	54
Figura II-22. Circuito básico para la medida de corriente	56
Figura II-23. Convertidor corriente tensión (amplificador de transimpedancia) para la medida de corriente	56
Figura II-24. Montaje experimental para la medida de corriente	57
Figura II-25. Amplificador de transimpedancia montado en el laboratorio para la medida de corriente	58
Figura II-26. Forma de onda generada para la medida de diferentes niveles de transmisión en un dispositivo V-shape	60
Figura II-27. Niveles de transmisión intermedios del dispositivo V-shape a) exterior izquierda b) exterior derecha	61
Figura II-28. Forma de onda generada para la medida de diferentes niveles de transmisión en dispositivo V-shape	62
Figura II-29. Niveles de transmisión intermedios en V-shape a) interior izquierda b) interior derecha	62
Figura II-30. Niveles de transmisión de las cuatro tramas generadas en función de la tensión aplicada en dispositivo V-shape	63
Figura II-31. Medidas de impedancia, en módulo y fase en las zonas A) y B) para dispositivo V-shape	64
Figura II-32. Medidas de impedancia, en módulo y fase, en las zona C) y D) para dispositivo V-shape	65

Figura II-33. Circuito eléctrico equivalente propuesto por Won Sang Park para dispositivos V-shape	66
Figura II-34. Variación de R_{P1} y R_{P2} del CEE del dispositivo V-shape	69
Figura II-35. Variación de C_{hx} y R_{hx} del CEE del dispositivo V-shape.....	69
Figura II-36. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra V-shape y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}=0V, -2V, -4V, -6V, -8V, -10V$ en la rampa de subida....	70
Figura II-37. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra V-shape y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}= -12V, -14V, -16V, -20V$ en la rampa de subida.....	71
Figura II-38. Circuito equivalente modificado del propuesto por Won Sang Park implementado para la simulación en ORCAD	72
Figura II-39. Medidas de corriente para tres valores distintos de frecuencia y de tensión pico de la señal triangular aplicada al dispositivo V-shape	74
Figura II-40. Resultados de la simulación del circuito eléctrico equivalente del dispositivo V-shape	75
Figura II-41. Polarización espontánea inducida calculada a partir del CEE de la célula V-shape	77
Figura II-42. Comparación de la transmisión medida y la calculada a partir del CEE para la célula V-shape.....	79
Figura II-43. Niveles de transmisión intermedios para a) voltajes de selección positivos b) voltajes de selección negativos, para dispositivo AFLC	81
Figura II-44. Niveles de transmisión intermedios para a) voltajes de selección positivos b) voltajes de selección negativos, en AFLC	81
Figura II-45. Niveles de transmisión en función de la tensión aplicada en AFLC.....	82
Figura II-46. Medidas de impedancias utilizando el mismo nivel de voltaje de selección	82
Figura II-47. Medidas de impedancia, en módulo y fase en las zonas A) y B) para dispositivo AFLC	83
Figura II-48. Medida de la fase en la zona B) entre 100Hz y 10kHz para el dispositivo AFLC	84
Figura II-49. Circuito eléctrico equivalente propuesto para modelar dispositivos AFLC.....	85
Figura II-50. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra AFLC y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}=0V, -4V, -6V, -7V, -7.5V, -8V$ en la rampa de negativa	87
Figura II-51. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra AFLC y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}= -8.5V, -9V, -10V, -12V, -14V, -16V$ en la rampa de negativa.....	88
Figura II-52. Medida del módulo y la fase de la impedancia sin tensión aplicada para el dispositivo TN.....	90
Figura II-53. Circuito de medida de la variación de la capacidad del dispositivo TN en función de la tensión aplicada.....	91
Figura II-54. Evolución de la transmisión óptica en función del voltaje aplicado en extremos del dispositivo TN.....	91
Figura II-55. Resultado de la medida de la capacidad en función de la tensión eficaz aplicada al dispositivo TN.....	92
Figura II-56. Circuito equivalente simulado del dispositivo TN	92
Figura II-57. Resultados de la simulación del circuito eléctrico equivalente del dispositivo TN	93

Figura II-58. Comparación de la impedancia, módulo y fase simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para diferentes voltajes eficaces a la entrada del dispositivo TN	94
--	----

CAPITULO III: NUEVAS APLICACIONES ELECTRÓNICAS DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

Figura III-1. Medida de la impedancia compleja (módulo y fase) en función de la frecuencia del dispositivo de CL empleado en la construcción de los circuitos resonantes, para diferentes niveles de tensión.....	102
Figura III-2. Circuito equivalente del dispositivo TN utilizado en la construcción de los resonadores	103
Figura III-3. Circuito resonante serie sintonizable utilizando una célula de cristal líquido ...	103
Figura III-4. Circuito resonador serie sintonizable real, incluyendo los elementos parásitos de los componentes.....	104
Figura III-5. Magnitud de la impedancia equivalente del circuito resonante serie sintonizable en función de la frecuencia	105
Figura III-6. Medida de impedancia del resonador serie sintonizable.....	107
Figura III-7. Comparación entre la medida de la magnitud de la impedancia y su ángulo de fase frente a la simulación del circuito RLC serie sintonizable, para cada tensión de control	108
Figura III-8. Variación de la frecuencia de resonancia con la tensión de control para el resonador RLC serie sintonizable	109
Figura III-9. Circuito resonante paralelo sintonizable utilizando una célula de cristal líquido	110
Figura III-10. Circuito resonador paralelo sintonizable real, incluyendo los elementos parásitos de los componentes.....	110
Figura III-11. Magnitud de la impedancia equivalente del circuito RLC paralelo sintonizable en función de la frecuencia	111
Figura III-12. Medida de impedancia del resonador paralelo para diferentes valores de tensión de control	112
Figura III-13. Comparación entre la medida de la magnitud de la impedancia y su ángulo de fase del circuito RLC paralelo sintonizable frente a la simulación para cada tensión de control	113
Figura III-14. Variación de la frecuencia de resonancia con la tensión de control para el resonador RLC paralelo sintonizable.....	114
Figura III-15. Diagrama de bloques de un amplificador con realimentación positiva	116
Figura III-16. Esquema de un oscilador Colpitts sintonizable utilizando un dispositivo de cristal líquido como capacidad variable	117
Figura III-17. Medida de la impedancia compleja (módulo y fase) en función de la frecuencia del dispositivo de CL empleado en la construcción del oscilador Colpitts sintonizable, para diferentes niveles de tensión.....	118
Figura III-18. Circuito equivalente del dispositivo de CL utilizado en la construcción del oscilador Colpitts sintonizable.....	119
Figura III-19. Modelo equivalente de un amplificador operacional en configuración inversora	119
Figura III-20. Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts sintonizable	120
Figura III-21. Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts sintonizable sustituyendo el dispositivo de CL por su CEE	120
Figura III-22. Oscilador Colpitts montado en el laboratorio	122

Figura III-23. Señal generada por el oscilador Colpitts al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de 160mV	123
Figura III-24. Simulación del oscilador Colpitts sustituyendo el dispositivo de cristal líquido por un condensador de 1.25nF ($f_0=66.093\text{kHz}$).....	123
Figura III-25. Señal generada por el oscilador Colpitts al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de 5.07V.....	123
Figura III-26. Simulación del oscilador de Colpitts sustituyendo el dispositivo de cristal líquido por un condensador de 4.04nF ($f_0=39.123\text{kHz}$)	124
Figura III-27. Esquema del generador de onda cuadrada sintonizable utilizando una célula de cristal líquido	125
Figura III-28. Formas de onda a la salida y en los terminales inversor y no inversor del amplificador operacional del generador de onda cuadrada sintonizable	126
Figura III-29. Medida del módulo de la impedancia y su ángulo de fase en función de la frecuencia para la célula de cristal líquido nemático empleada en la construcción del generador de onda cuadrada sintonizable	127
Figura III-30. Circuito para medida de la dependencia de la capacidad de la célula de CL nemático con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales	127
Figura III-31. Variación de la capacidad de la célula de CL empleada en la construcción del generador de onda cuadrada sintonizable, en función de la tensión eficaz aplicada entre sus terminales.....	128
Figura III-32. Generador de onda cuadrada sintonizable montado en el laboratorio	130
Figura III-33. Señal generada por el oscilador de relajación al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de a) 0.25V, b) 1.50, c) 2.50V, d) 5.00V.....	130
Figura III-34. Comparación entre la frecuencia de la señal cuadrada generada y los resultados teóricos en función de la tensión de control aplicada al dispositivo de cristal líquido.....	131
Figura III-35. Simulación del oscilador de relajación al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de a) 0.25V, b) 1.50, c) 2.50V, d) 5.00V	131

CAPITULO IV. APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE CL DE ALTO VALOR AÑADIDO: SEGURIDAD Y DISCAPACIDAD

Figura IV-1. 1) cable HMD conectado a las gafas, 2) conexiones VGA Y USB 3) botón de encendido, 4) botón de encendido de una luz frontal en las gafas 5) conector para alimentación a la red (en esta zona esta ubicada la batería) 6) ajuste de brillo 7) ajuste de contraste 8) micropantallas 9) web cam	137
Figura IV-2. Diagrama de bloques del dispositivo de ayuda en la baja visión.....	138
Figura IV-3. a) Secuencia de colores llevado a cabo al presionar la tecla “Enter” b) Menú principal implementado en el sistema portable.....	140
Figura IV-4. Imagen de prueba.....	140
Figura IV-5. a) Imagen Roberts Sin ruido previo b) Imagen Roberts con ruido previo.....	141
Figura IV-6. a) Imagen Roberts. Métodos umbralización,utilizando sentencias condicionales b) Imagen Roberts. Métodos umbralización,utilizando división c) Imagen Sobel. Métodos umbralización utilizando sentencias condicionales d) Imagen Sobel. Métodos umbralización utilizando división e) Imagen Segundo Orden. Métodos umbralización, utilizando sentencias condicionales f) Imagen Segundo Orden. Métodos umbralización, utilizando división	142
Figura IV-7. a) Imagen Prewitt – Elección umbral.umbral = 1, b) Imagen Prewitt – Elección umbral.umbral = 30 c) Imagen Segundo Orden – Elección umbral. umbral = 1, d) Imagen Segundo Orden – Elección umbral. umbral = 20 e) Imagen Canny – Elección umbral. umbral sup= 5 y umbral inf=5, f) Imagen Canny – Elección umbral. umbral sup= 50 y umbral inf=20	144

Figura IV-8. a) Robers en color verde b) Prewitt en color verde c) Sobel en color verde d) Segundo orden en color verde e) Canny en color verde	145
Figura IV-9. Tasas de procesamiento a) Imágenes en Blanco y Negro b) Imágenes en color	146
Figura IV-10. a) Simulación de una escena donde el paciente trata de cruzar una calle b) dispositivo formado por una cámara y una pantalla monocular see trough [9]	147
Figura IV-11. Diagrama de bloques que resume cada una de las partes que compone el sistema HEMIND	148
Figura IV-12. Descripción del sistema realizado	149
Figura IV-13. Pantalla principal de la aplicación utilizada en la estación base	151
Figura IV-14. a) Software preparado para emular el ordenador del bombero b) Prueba real del sistema remoto utilizada por un bombero.....	151
Figura IV-15. a) Fuego controlado provocado dentro de un almacén b) Bombero junto al almacén donde se realizaron las pruebas de campo del sistema completo.....	152
Figura IV-16. Fabricación del Casco de bombero, con un visualizador pequeño de alta resolución que permite presentar al usuario imágenes	152
Figura IV-17. Señal de filas y columnas necesarias para el control de los píxeles de la micropantalla de AFLC	153
Figura IV-18. Diagrama de bloques del driver que controla la micropantalla AFLC.....	153
Figura IV-19. Fotografía del driver que controla la micropantalla AFLC	154

ACRÓNIMOS

Acrónimo	Castellano	Inglés
AFLC	Cristal líquido antiferroeléctrico	Antiferroelectric liquid crystal
AMLCD	Pantalla de cristal líquido de matriz activa	Active matrix liquid crystal display
CEE	Circuito eléctrico equivalente	Electrical equivalent circuit
CL	Cristal líquido	Liquid crystal
CLF	Cristal líquido ferroeléctrico	Ferroelectric liquid crystal
CPE	Componente de fase constante	Constant phase element
CRT	Tubo de rayos catódicos	Cathode ray tube
DC	Tensión continua	Direct current
DHF	Dispositivos ferroeléctrico de hélice deformada	Deformed helix ferroelectric
DLP	Dispositivo de procesamiento digital de la luz	Digital light processing
DVD	Vídeo Disco Digital	Digital video disc
FED	Pantalla de efecto de campo	Field emission display
HMD	Pantalla integrada en casco	Helmet mounted display
HEMIND	Sistema de pantalla informativa en miniatura integrada en casco	Helmeted mounted miniature information display system
ITO	Óxido de indio y estaño	Indium-tin-oxide
IEE	Instituto de estudios económicos	
IOBA	Instituto de Oftalmobiología aplicada de la Universidad de Valladolid	Institute for applied Ophthalmobiology University of Valladolid
LCD	Pantalla de cristal líquido	Liquid crystal display
LCOS	Cristal líquido sobre silicio	Liquid crystal on silicon
LED	Diodo emisor de luz	Light-emitting diode
MEMS	Sistema óptico micro-electro-mecánico	Micro-electromechanical systems
N	fase nemática	Nematic phase
N*	fase colestérica	Cholesteric phase
OLED	Diodo orgánico emisor de luz	Organic light emitting diode
OMS	Organización Mundial de la Salud	World Health Organization
OPA	Matriz óptica controlada por fase	Optical Phased Array
PC	Ordenador personal	Personal computer
PDA	Agenda digital personal	Personal digital assistant
PDP	Pantalla de plasma	Plasma display panel
RGB	Colores primarios (rojo, verde y azul)	Red, green and blue

Acrónimo	Castellano	Inglés
Sm	Fase esméctica	Smectic phase
SmA	Fase esméctica A	Smectic A phase
SmC	Fase esméctica C	Smectic C phase
SmC*	Fase esméctica quirál C	Chiral smectic C phase
SSAFLC	Cristal líquido antiferroeléctrico estabilizado en superficie	Surface-stabilised antiferroelectric liquid crystal
SSFLC	Cristal líquido ferroeléctrico estabilizado en superficie	Surface-stabilised ferroelectric liquid crystal
STN	Nemático supertorsionado	Supertwisted nematic
TFEL	Electroluminiscente de capa delgada	Thin-film electroluminiscent
TFT	Transistor de capa delgada	Thin-film transistor
TN	Nemático torsionado	Twisted nematic
VOA	Atenuadores ópticos variables	Variable optical attenuator
VFD	Pantalla de fluorescencia en vacío	Vacuum fluorescent display

CAPITULO I: INTRODUCCIÓN

El mercado de dispositivos visualizadores contruidos con cristal líquido (LCD) ha adquirido un auge espectacular en los últimos años. El bajo consumo, peso y volumen de los LCDs los ha situado como una de las tecnologías punteras fundamentalmente en equipos portátiles (ordenadores portátiles, videocámaras, teléfonos móviles, agendas personales digitales, PDAs, ...). El perfeccionamiento y abaratamiento de costes en el proceso de fabricación de este tipo de pantallas ha hecho crecer su rango de aplicaciones a pantallas planas de gran tamaño. Adicionalmente, cada día aparecen nuevos campos de aplicación, distintos a su uso como pantallas, para este tipo de dispositivos contruidos con cristales líquidos (CL), fundamentalmente en el campo de la fotónica (conmutadores y enrutadores ópticos, filtros

selectores de longitud de onda para aplicación en sistemas de comunicaciones ópticas, dispositivos de computación óptica...). La aparición de nuevos materiales y configuraciones contribuye también al crecimiento del mercado de este tipo de dispositivos.

En este capítulo se hace una breve introducción sobre los CL y sus principales características, haciendo hincapié en las estructuras más utilizadas por sus propiedades electroópticas. De forma abreviada, se resumen las principales aplicaciones de estos dispositivos, centrándose en los dispositivos visualizadores y su perspectiva de futuro. También se resume el estado actual de aquellas aplicaciones en las que se han producido progresos notables en los últimos años. Por último se presentan los objetivos de este trabajo.

I.1 MATERIALES CRISTAL LÍQUIDO. PROPIEDADES Y TIPOS

Los CL son materiales que tienen varios estados intermedios entre el estado sólido y el líquido. Estos estados intermedios se llaman mesofases y a las moléculas que favorecen la formación de mesofases se las llaman grupos mesogénicos [I-1].

En estos materiales cuando las fases se obtienen por la variación de la concentración en un disolvente, se les llama liotrópicos. Así, en muchos sistemas biológicos existen organizaciones de este tipo de CL. Uno de los ejemplos mejor conocidos son los fosfolípidos, principales componentes de las membranas celulares. Otro ejemplo muy significativo es el Kevlar o poliparafenileno tereftalamida, que combina la facilidad de obtención de fibras que ofrecen los polímeros, con las propiedades del estado CL de tipo liótropo [I-2]. El resultado es una excelente relación resistencia-peso, alta rigidez y resistencia a la fatiga, que les ha permitido competir en la fabricación de neumáticos, cables, cuerdas, chalecos antibalas, cascos militares, guantes de protección...

Cuando las diferentes fases de los CL existen en un determinado rango de temperatura, a estos materiales se les llama termotrópicos. Estos son los que se han utilizado en este trabajo debido a sus propiedades electroópticas. Los CLs termotrópicos pueden estar compuestos por moléculas calamíticas o discóticas. Las primeras tienen una forma alargada y delgada, mientras que las segundas tienen forma de discos. Los CLs termotrópicos formados por moléculas calamíticas se emplean más en dispositivos de visualización y aplicaciones fotónicas [I-3]. El interés de los CLs discóticos se centra en estudios de biología.

En el caso de las moléculas calamíticas la forma alargada hace que se coloquen paralelamente, pero al mismo tiempo, con la libertad de poder desplazarse las unas respecto a las otras a lo largo de sus ejes. La dirección de la orientación promedio de las moléculas se representa matemáticamente por el vector director \mathbf{n} [I-4].

El ángulo θ , entre las moléculas de CL individuales y el director da una indicación del orden en la orientación presente en un material. Para cuantificar esta orientación se define el parámetro de orden S como,

$$S = \frac{3\langle \cos^2 \theta \rangle - 1}{2} \quad (\text{I},1)$$

donde los paréntesis denotan el promedio sobre todas las moléculas en la muestra. Los valores típicos de S en los CLs están comprendidos entre 0.3 y 0.9, pero disminuye a medida que aumenta la temperatura [I-4].

Un factor común de todos los CL, dada esta ordenación, es la anisotropía en todas las principales propiedades físicas. Esto quiero decir que muchas de las propiedades físicas de las moléculas son diferentes en función de la dirección considerada. En concreto, cuando las medimos en dirección paralela o perpendicular a su eje longitudinal, y por lo tanto, sus magnitudes dependen de la dirección que se considere. Los parámetros físicos de interés, para los experimentos aquí expuestos, son la permitividad dieléctrica (ϵ) y el índice de refracción (n). Por lo tanto, debido a la anisotropía, estas propiedades no pueden representarse mediante un escalar y tienen diferentes valores en cada uno de los tres ejes de la molécula [I-5].

Debido a la simetría habitual de las moléculas de los CL, la mayoría de las fases pueden ser consideradas uniaxiales para los citados parámetros. La componente, paralela al eje principal o eje molecular se denota por $\epsilon_{||}$ y $n_{||}$ y a las componentes perpendiculares al eje principal que son iguales se les denotan por ϵ_{\perp} y n_{\perp} , figura I-1.

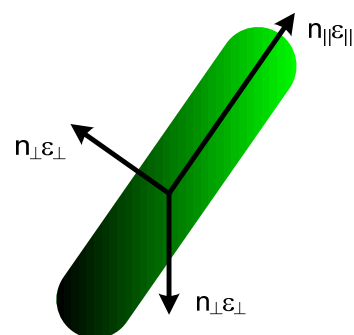


Figura I-1. Molécula uniaxial

La diferencia entre la componente paralela y la componente perpendicular al eje molecular de la magnitud anisótropa, determina el signo de la anisotropía.

$$\Delta n = n_{\parallel} - n_{\perp} \quad (1,2)$$

$$\Delta \varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}$$

Todos los CL son anisótropos positivos para n , puesto que $n_{\parallel} > n_{\perp}$. Sin embargo, en el caso de la anisotropía dieléctrica pueden existir materiales CL positivos o negativos. Además, esto confiere diferentes posibilidades de aplicación a los dos tipos de CL mencionados (positivos o negativos) [I-6].

En la anisotropía óptica, también llamada birrefringencia, al índice n_{\parallel} se le denomina también índice extraordinario por estar situado paralelo al eje largo de la molécula. El índice n_{\perp} recibe el nombre de índice ordinario. Cuando una luz polarizada incide sobre el CL, ésta se descompone en dos ondas, la extraordinaria, que vibra paralela al eje largo de la molécula y que tiene un índice de refracción n_{\parallel} , y la ordinaria, que vibra perpendicular al eje largo de la molécula y que tiene el índice de refracción n_{\perp} . Ya que las dos ondas recorren caminos ópticos con índices de refracción diferentes, se presentará un desfase Δ entre ellos, sin que lleguen a interferir ya que poseen polarizaciones opuestas. El resultado es una variación del estado de polarización de la luz al atravesar el CL (de una polarización lineal, elíptica o circular a una polarización lineal, elíptica o circular) [I-7].

En la anisotropía eléctrica, en el caso de ser positiva, si se aumenta el campo eléctrico llegará un momento en el que las moléculas tienden a alinearse paralelas a dicho campo, figura I-2a. En el caso de ser la anisotropía eléctrica negativa, las moléculas tienden a alinearse perpendiculares al campo, figura I-2b [I-8].

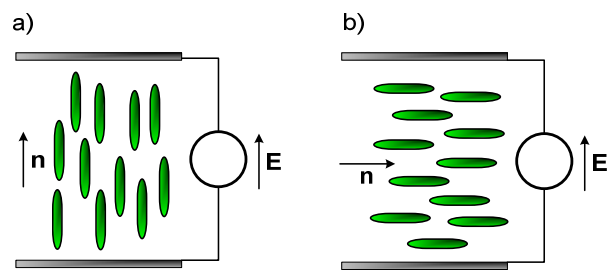


Figura I-2. Reorientación molecular debida al campo eléctrico a) anisotropía dieléctrica positiva b) anisotropía dieléctrica negativa

Esto se traduce en que la dirección del eje óptico de un CL se puede modificar mediante la aplicación de un campo eléctrico externo, lo que permite la modulación electroóptica de los dispositivos basados en estos materiales.

Georges Friedel en 1992 clasificó a los CLs termotrópicos, según su simetría, en tres grandes grupos. Las principales mesofases son la nemática (N), colestérica (N*) y esméctica (Sm).

La mesofase nemática (N) es la menos ordenada. Los centros de gravedad de las moléculas no presentan ningún orden de posición, como en la fase líquida, pero tienden a apuntar en la misma dirección (vector director \mathbf{n}). En la figura I-3, las moléculas apuntan verticalmente en la misma dirección que el vector \mathbf{n} , pero están organizadas sin ningún orden.

Esta mesofase se utiliza en los sistemas de visualización porque el tiempo de respuesta típico es del rango de milisegundos, y además la orientación de las moléculas puede ser controlada fácilmente con un campo eléctrico de baja amplitud [I-6].

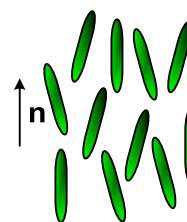


Figura I-3. Disposición de las moléculas en la mesofase nemática (N)

La mesofase colestérica (N*), también llamada fase nemática quiral, presenta una estructura helicoidal como la de la figura I-4. Las moléculas están dispuestas en planos paralelos y cada uno de estos planos presentan las mismas características que la fase nemática (N). Los vectores directores (\mathbf{n}) giran describiendo una hélice alrededor del eje perpendicular. El paso de hélice corresponde cuando sus vectores directores (\mathbf{n}) son paralelos.

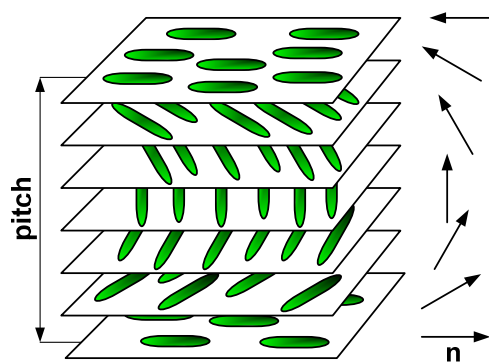


Figura I-4. Disposición de las moléculas en la mesofase colestérica (N*)

Si se hace incidir luz con una longitud de onda igual al paso de la hélice, y de alguna manera se hace variar el paso de hélice, por ejemplo variando la temperatura del dispositivo, se produce un cambio de color en el dispositivo [I-6]. Esta propiedad óptica se utiliza en dispositivos indicadores de temperatura (sensores).

Las fases esmécticas (Sm) son numerosas, aquí presentaremos las más conocidas que son la mesofase esméctica A (SmA), la esméctica C (SmC) y la esméctica quiral C (SmC*). Además del orden en la orientación de las moléculas presente en la fase nemática, la fase esméctica se caracteriza porque las moléculas se colocan en capas paralelas y

equidistantes. La distancia entre capas es en general próxima a la longitud de una molécula. En el interior de estas capas los centros de gravedad de las moléculas están desordenados, pero los directores o dirección promedio molecular (\mathbf{n}) tienen la misma orientación media.

Si los directores moleculares están perpendiculares a las capas, la fase correspondiente es la esméctica A (SmA), figura I-5a. En la fase esméctica C (SmC), las moléculas están inclinadas un ángulo θ con relación al vector normal a las capas (\mathbf{N}), figura I-5b [I-6].

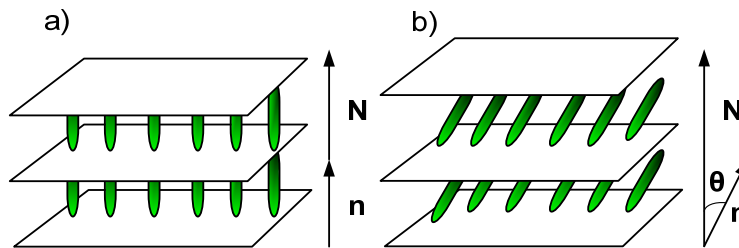


Figura I-5. Disposición de las moléculas en la mesofase esméctica A (SmA) y C (SmC)

En la fase esméctica C* (SmC*), por estar compuesta por moléculas quirales (una molécula no se puede superponer con otra ya que no existe simetría especular), se produce una torsión de su vector director (\mathbf{n}) a lo largo del vector normal a las capas. La orientación de las moléculas está definida por dos ángulos: ángulo de inclinación θ y ángulo azimutal ϕ , figura I-6a.

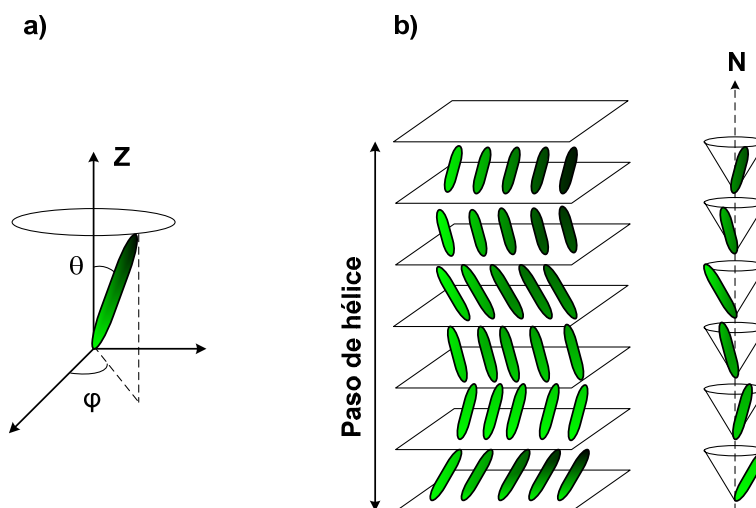


Figura I-6. Disposición de las moléculas en la mesofase esméctica C*

En cada una de las capas las moléculas se encuentran inclinadas un ángulo θ con relación al vector normal a las capas y una variación del ángulo azimutal de capa en capa, formando la estructura helicoidal de la figura I-6b [I-6].

Además de producir una estructura helicoidal, la quiralidad produce una polarización molecular espontánea. Este vector de polarización es perpendicular a las moléculas y está contenido en el plano de capas, pero el material no mostrará un comportamiento ferroeléctrico puesto que la polarización espontánea promedio será cero. Por ese motivo a esta mesofase se la conoce como fase helioeléctrica [I-9].

I.2 ESTRUCTURA DE UN DISPOSITIVO DE CRISTAL LÍQUIDO

En la figura I-7 se representa un esquema de los componentes básicos de un dispositivo de CL.

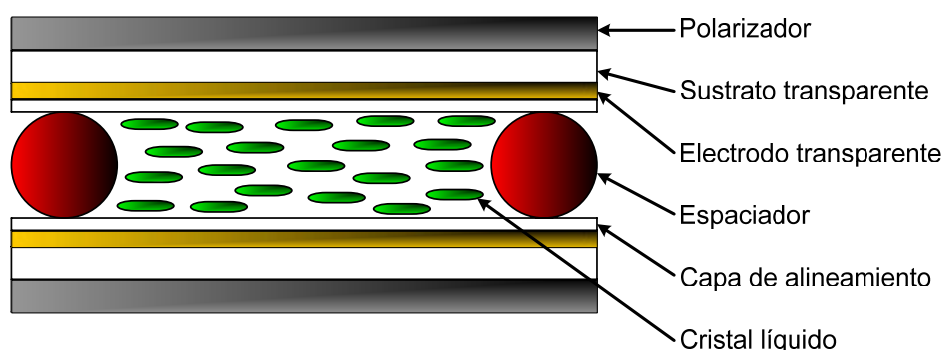


Figura I-7. Estructura de un dispositivo de cristal líquido

A continuación se detallan cada uno de estos componentes:

En el apartado anterior se comentó que las moléculas de los CLs se orientan en la misma dirección, pero esto no es del todo cierto. Si se introduce el CL entre dos sustratos, por ejemplo de vidrio, las moléculas no se orientarán en la misma dirección en todo el volumen, si no que lo harán por regiones, formándose lo que se llama micro-dominios. Estas regiones estarán separadas entre sí por unas líneas curvas parecidas a hilos.

Existen dos maneras de conseguir que las moléculas se orienten de forma uniforme entre las capas del vidrio. La primera ya se ha explicado en el apartado anterior y consiste en aplicar un campo eléctrico. Esto se conoce como el efecto Frederiks [I-10] y en este caso todas las moléculas se orientarán en la dirección del campo.

La segunda opción consiste en anclar y sujetar las moléculas de CL próximas a las paredes de los vidrios mediante un adecuado tratamiento mecánico o químico, utilizando una capa de alineamiento. Con este método se consigue que las moléculas fijas a la superficie de los vidrios influyan en la orientación del resto de moléculas próximas [I-10]. Al realizar el anclaje de las moléculas sobre los vidrios, las moléculas se pueden orientar en dos configuraciones: Homogénea o planar y homeotrópica [I-11].

Cuando la dirección de las moléculas es paralela a la superficie de los vidrios, se habla de alineamiento homogéneo. Esta sujeción se puede conseguir por medios mecánicos o químicos. La manera más sencilla se realiza pulimentando la cara interna de los vidrios con un algodón o tela.

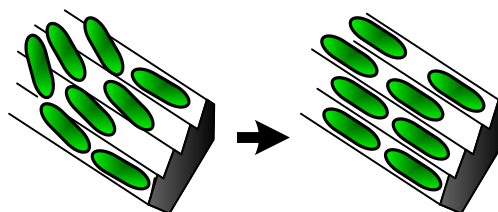


Figura I-8. Alineamiento homogéneo

El pulimentado deberá efectuarse en una sola dirección. En este caso, se formarán en el sustrato micro-surcos, imperceptibles a la vista y paralelos entre sí, con unas dimensiones similares a las de las moléculas del CL. Al colocar el CL en el sustrato, la cohesión de las moléculas con la superficie será máxima. Otra técnica clásica es depositar sobre el sustrato una capa de poliimida. Al frotarla, no solo crea micro-surcos, si no que la interacción entre el CL y el polímero favorece el anclaje [I-10], figura I-8.

Cuando la dirección molecular es normal (perpendicular) a la superficie, se llama alineamiento homeotrópico. Esta sujeción solo se puede conseguir por medios químicos. Sobre el sustrato se deposita una capa de un surfactante, como la lecitina o el silane. Éstos tienen una estructura molecular similar a una cabeza con una larga cola, figura I-9.

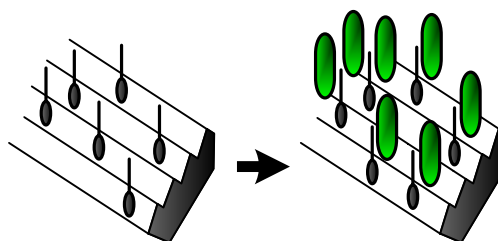


Figura I-9. Alineamiento homeotrópico

La cabeza del surfactante es químicamente atacada por el sustrato atrayéndola hacia él. Al ocurrir esto, la cola quedará apuntando en dirección perpendicular al sustrato. Al añadir el CL sus moléculas tenderán a colocarse paralelas a las colas del surfactante y por tanto perpendiculares al sustrato [I-10].

Pero antes de depositar la capa de alineamiento sobre la cara interna de los vidrios, éstas deberán estar recubiertas de una capa conductora. Para hacer estos electrodos

generalmente se emplea óxido de estaño e indio (ITO), que al ser transparente permite una modulación electro-óptica del dispositivo mediante la aplicación de un campo eléctrico externo. Estos electrodos se preparan con un procedimiento fotolitográfico [I-11].

En la fabricación de todos los dispositivos es importante limitar el espesor para evitar la aparición de micro-dominios debido a la pérdida de influencia en la orientación de las moléculas cercanas a la superficie sobre las más alejadas. Para establecer la distancia deseada entre las dos superficies se añaden unas pequeñas bolas transparentes de algunas micras de diámetro llamadas espaciadores. A continuación se colocan enfrentadas las dos caras internas de los vidrios y se sella la célula con una resina epoxi por dos lados, dejando los otros dos libres para el llenado. Una de las técnicas de llenado es por capilaridad: se coloca una pequeña cantidad de CL en uno de los lados y se deja que entre por capilaridad.

Los CL estudiados se han obtenido por varias vías. El material nemático K15 y E7 y los espaciadores son comercializados por la compañía Merck. El material antiferroeléctrico triestado CS4001 es comercializado por la empresa Chisso Corporation. El material V-shape 2012 es un material experimental proporcionado por la Universidad Militar de Varsovia (Polonia).

Una vez llena la célula, se sella completamente con epoxi y se limpian los sobrantes de CL. Es interesante destacar que las moléculas pueden alinearse paralelas, perpendiculares o formando un pequeño ángulo con la cara del sustrato (conocido con el nombre de pretilt o preinclinación) y que es importante conocer para la fabricación de estos dispositivos. Los polarizadores se colocan en la cara externa de los sustratos de vidrio, normalmente con sus ejes de transmisión perpendiculares entre ellos y formando la última capa del dispositivo.

Dependiendo del tipo de alineamiento que se realice en cada uno de los sustratos de vidrio, el tipo de CL con el que se rellena y la colocación de los polarizadores, es posible fabricar dispositivos de CL con diferentes configuraciones. Las más utilizadas son tres: homogénea, homeotrópica y torsionada [I-11]. A continuación se describen brevemente las configuraciones empleadas en este trabajo.

I.2.1 Dispositivos de Cristal Líquido Nematico Torsionado y Supertorsionado

La configuración torsionada se utiliza en la fabricación de dispositivos nemático torsionados, supertorsionados y supertorsionados dobles. Este dispositivo visualizador es el más utilizado en aplicaciones que no requieren un corto tiempo de respuesta y una gran escala de grises.

En primer lugar se trata la superficie de los sustratos para conseguir un alineamiento homogéneo. Al inyectar el CL nemático, con anisotropía dieléctrica y óptica positiva, la orientación de las moléculas queda paralela a la superficie. Una vez obtenido esto, se realiza un giro de un cuarto de vuelta entre los dos sustratos. De esta manera se consigue un giro uniforme del eje óptico de 90° .

Con esta configuración, al colocar cada polarizador con su eje de transmisión paralelo a la dirección de frotado, se consigue que la luz que entra al dispositivo sea polarizada en una determinada dirección. Al atravesar el CL, emergen dos rayos con polarización diferente (índice de refracción extraordinario n_e y ordinario n_o), por la birrefringencia del material y la configuración torsionada de las moléculas, el dispositivo se comporta como un retardador circular, con la propiedad de hacer girar la polarización de la luz 90° , siempre que $d \cdot \Delta n \gg \lambda/2$ (condición de Mauguin) [I-12]. Al llegar a la otra cara, la luz polarizada, sale paralela al eje de transmisión del segundo polarizador.

En estas circunstancias, el dispositivo se encuentra en el estado claro. Debido a la anisotropía dieléctrica positiva del CL, cuando se aplica un campo eléctrico externo sobre el dispositivo, las moléculas tienden a orientarse en la dirección del campo, con lo que se altera la estructura helicoidal, de tal forma que, a medida que aumenta el potencial del campo, disminuye el giro efectivo del plano de polarización. En este caso la luz polarizada que atraviesa el CL será absorbida por el segundo polarizador. Este hecho permite controlar la intensidad de un haz de luz.

Al aplicar diferentes tensiones entre los electrodos, se puede evaluar la respuesta electroóptica del dispositivo, figura I-10. Esta respuesta se divide en 3 zonas: La primera (I) y tercera (III) se han descrito antes y corresponden al estado claro y oscuro respectivamente. En la zona (II) se obtiene la escala de gris, correspondiente a transmisiones parciales o intermedias de luz.

Este dispositivo fue desarrollado por los investigadores W. Helfring y M. Schadt [I-13], y se conoce con el mismo nombre del efecto, nemático torsionado. Este dispositivo visualizador es el más utilizado en aplicaciones displays de gama baja (que no requieren ni una gran escala de grises y ni un corto tiempo de respuesta).

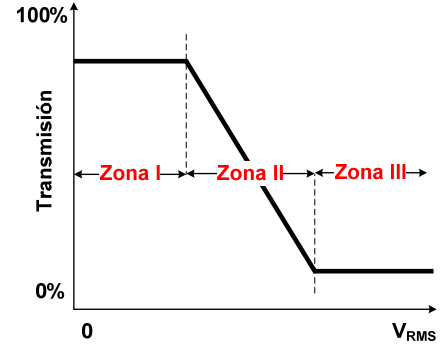


Figura I-10. Curva Transmisión de un dispositivo TN en función de la tensión aplicada

El tipo de información que es capaz de presentar un dispositivo de CL nemático torsionado, viene determinada por la forma de los electrodos, definidos mediante procedimientos fotolitográficos sobre la capa de ITO. En la fabricación de visualizadores simples tales como los numéricos o alfanuméricos (empleados en relojes digitales o calculadoras de bolsillo), para definir cada segmento, se emplean electrodos individuales distribuidos sobre una de las capas de ITO, y en la capa opuesta se coloca un electrodo común a todos los segmentos, que hará de electrodo de masa. Los segmentos en ausencia de campo eléctrico estarán en estado claro y los segmentos a los que se les aplique un campo eléctrico pasarán al estado oscuro. Pero el espacio entre electrodos es limitado y cuando se desea representar altos contenidos de información puede aparecer el problema de que el número de conexiones independientes puede ser elevado. Lo más conveniente en estos casos es formar una matriz de filas y columnas con los electrodos, colocando las filas en una de las capas de ITO y las columnas en la capa opuesta. Las intersecciones formarán unos cuadros denominados píxeles. Esta configuración se denomina matricial. El funcionamiento de este tipo de dispositivos consiste en seleccionar secuencialmente fila por fila y mediante la información de datos (a través de columnas) que píxeles se desea poner en estado oscuro o claro. Además este proceso se deberá repetir un número mínimo de veces por segundo para dar sensación de persistencia. En este tipo de pantallas, cuando el número de filas aumenta, se produce una disminución del contraste, debido a que los píxeles son multiplexados en el tiempo. [I-6]. El número máximo de filas que se pueden direccionar viene dado por la ecuación (1,3).

$$N = \left[\frac{(p+1)^2 + 1}{(p+1)^2 - 1} \right]^2, \text{ siendo } p = \left(\frac{V_{50}}{V_{90}} - 1 \right) \quad (1,3)$$

De acuerdo con esta relación, siendo N el número de filas a multiplexar, V_{50} el voltaje del píxel no seleccionado y V_{90} el voltaje del píxel seleccionado, para obtener una pantalla con un número elevado de filas es necesario que el cociente V_{50}/V_{90} sea próximo a la unidad, eso significa que se requiere una pendiente en la curva electro-óptica de la figura I-10 próxima a infinito [I-6].

Esta fue la razón de la aparición de los dispositivos conocidos como nemáticos supertorsionados. Estos visualizadores están contruidos de manera similar a los torsionados, con la diferencia de que el ángulo que gira el director no es de 90° , sino que puede tomar valores comprendidos entre 180° y 360° . Pero según la expresión anterior el ángulo que teóricamente da mejores prestaciones es el de 270° . En la construcción de estos dispositivos, cuando el ángulo es superior a 90° se forman en la capa de CL dominios de giros levógiros y dextrógiros al mismo tiempo. Para favorecer el giro en un único sentido además de dopar al material con una pequeña cantidad de cristal líquido colestérico, se deja un pequeño ángulo “pretilt” en la superficie donde se anclan las moléculas. La ventaja de utilizar dispositivos nemáticos supertorsionados es que presentan un aumento de la pendiente en la respuesta electro-óptica que es mayor según sea el ángulo de giro de las moléculas. Esta diferencia con respecto a los nemáticos torsionados permite un mayor nivel de multiplexado, dando lugar a productos de alta densidad de información [I-6].

En su respuesta electro-óptica existen dos niveles de transmisión óptica separados por una gran pendiente, figura I-11. Estas dos zonas corresponden al estado claro, zona (I) y estado oscuro, zona (II). En este tipo de dispositivos no existe una escala de grises intrínseca. Para la construcción de pantallas con este tipo de dispositivos se recurre a distribuir la superficie del píxel en varios subpíxeles controlados por separado o distribuir el tiempo de cuadro entre conmutado y no conmutado.

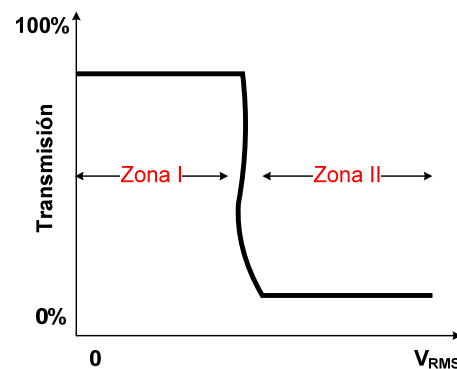


Figura I-11. Curva Transmisión de un dispositivo STN en función de la tensión aplicada

Estas técnicas reciben el nombre genérico de *dither* espacial y temporal, respectivamente, y su mayor desventaja es la disminución del brillo de la pantalla [I-11].

Las pantallas comerciales que emplean estos dispositivos tienen un color de fondo amarillento o azulado. Esto es debido a que la transmisión óptica máxima en estos

dispositivos depende de la longitud de onda. Existen varias técnicas para controlar el color de fondo: Una de las más famosas consiste en unir dos CL supertorsionados. El primer CL es como el ya descrito previamente y el segundo es una célula de CL supertorsionada pero sin electrodos y polarizadores, y con el eje largo de las moléculas en sentido contrario al primero. Éste actuará como compensador incrementando el contraste y dando una apariencia del fondo de color blanco y negro. Este tipo de dispositivos se conocen como nemático supertorsionado doble. El inconveniente es el alto coste en el proceso de fabricación, además de que la doble torsión provoca pérdidas en el brillo. Esto obliga a utilizar un sistema de iluminación trasera de mayor potencia, incrementando el consumo del dispositivo.

Otro dispositivo con corrector del brillo de fondo es el nemático supertorsionado con una lámina o película de compensación. Consiste en añadir al dispositivo supertorsionado una lámina birrefringente que actúa como dispositivo retardador compensador. Aunque también tiene pérdidas en el brillo, la diferencia con respecto al anterior consiste en que este dispositivo es más sencillo y económico de fabricar, por lo que es la solución más empleada. Estos dispositivos han sido desarrollados como sustitutivos de los dispositivos nemáticos torsionados en pantallas de matriz pasiva, mejorando notablemente las características de estos. Además de superar su nivel de multiplexado, presentan una elevada relación de contraste. Todo esto los hacen unos dispositivos ideales para pantallas que no requieran prestaciones especiales como: frecuencia de video, escala de grises o color.

I.2.2 Dispositivos de Cristal Líquido Ferroeléctrico Estabilizado en Superficie, Antiferroeléctrico Triestado y V-Shaped

Los dispositivos basados en CL SmC* o ferroeléctricos mas utilizados son los estabilizados en superficie (SSFLC) [1-9].

Este tipo de dispositivos se construye introduciendo cristal líquido quiral SmC* entre dos vidrios, separados por una distancia muy pequeña, inferior al paso de hélice del CL. Esto provoca que las fuerzas de anclaje no permitan la estructura en hélice. Esta condición limitadora también causa que las moléculas se orienten en dirección normal a las capas esmécticas y paralelas a los electrodos y vidrios, figura I-12.

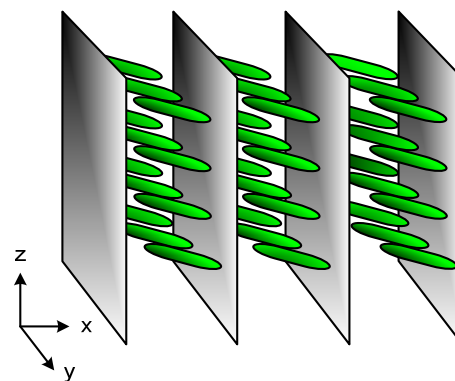


Figura I-12. Estructura de un dispositivo SSFLC

La aplicación de un campo eléctrico alternativo (+E/-E) entre los electrodos de la célula implica un cambio del ángulo de inclinación de las moléculas entre uno de los dos ángulos estables (+θ/-θ) y de la polarización (+P/-P). Para cada capa la orientación molecular será la misma y el material exhibirá por lo tanto un comportamiento ferroeléctrico manteniendo la polarización al retirar el campo eléctrico. La adición de dos polarizaciones cruzados, permite realizar un visualizador que presenta como propiedad que cualquiera de los estados permanece inalterable cuando se suprime el campo eléctrico correspondiente (biestabilidad), figura I-13.

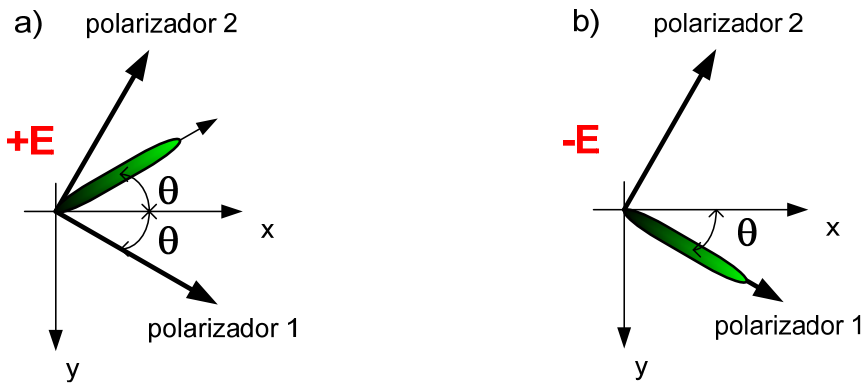


Figura I-13. Biestabilidad del dispositivo SSFLC: a) Estado de máxima transmisión y b) Estado de mínima transmisión

Al aplicar un campo eléctrico +E, figura I-13a, si se ajusta el polarizador de entrada de modo que forme un ángulo θ con el eje óptico paralelo a la superficie (dando así igual amplitud para la onda ordinaria que para la extraordinaria), cuando una luz polarizada incide sobre el cristal líquido, se descompone en dos ondas, la extraordinaria que vibra paralela al eje óptico y que ve un índice de refracción n_e , y la ordinaria, que vibra perpendicular con un índice n_o .

Ya que los dos rayos emergentes recorren caminos ópticos distintos, se presentará un desfase entre ellos. Dependiendo del espesor y la birrefringencia del cristal líquido, la luz polarizada que entra saldrá en un estado de polarización distinta. El dispositivo se comporta por lo tanto como un retardado lineal.

El desfase que introduce vendrá dado entonces por la siguiente expresión:

$$\Delta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \Delta n \cdot d \quad (I,4)$$

Donde Δ es el retardo en radianes, Δn representa la birrefringencia del material: $\Delta n = n_{\parallel} - n_{\perp}$, d es el espesor del dispositivo y λ es la longitud de onda del rayo luminoso incidente.

En la fabricación de este tipo de dispositivos es posible ajustar la birrefringencia empleando un material ferroeléctrico apropiado y utilizar un grosor adecuado para conseguir un retardador lineal y que la transmisión sea lo más independiente posible de la longitud de onda. Los parámetros de diseño de este tipo de células se seleccionan de modo que el término de retardo de esta expresión sea igual a π , es decir,

$$\Delta n \cdot d = \lambda / 2 \quad (1,5)$$

Cuando se aplica un campo eléctrico de signo contrario, la dirección de uno de los polarizadores es paralela a la dirección de las moléculas obteniéndose el estado oscuro, figura I-13b. La cantidad de luz que atraviesa la muestra será mínima. En la figura I-14 se representa gráficamente la respuesta electroóptica de estos dispositivos cuando se le aplica una señal triangular de baja frecuencia, que resultan muy apropiadas para evaluar la dinámica de la polarización. Se observan dos características distintivas en la respuesta. La primera es que presenta una tensión umbral de conmutación y la segunda es que existen dos estados estables.

Una de las ventajas de la estabilización en superficie en CLF es la existencia de dos estados estables y diferenciables ópticamente. La biestabilidad permite que la información sea escrita una vez y se pueda mantener indefinidamente, sin necesidad de refresco y por tanto sin consumo de energía eléctrica. Además estos dispositivos presentan tiempos de conmutación muy pequeños, lo que los hace muy interesantes en aplicaciones de visualización.

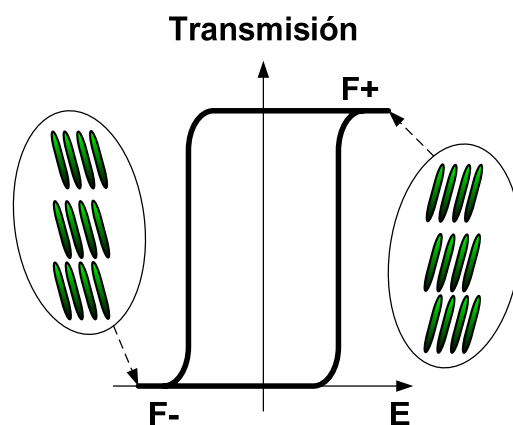


Figura I-14. Respuesta ferroeléctrica

Por otra parte presentan un mayor ángulo de visión que las pantallas TN. Como inconveniente, conmutan entre dos estados siendo imposible mantener niveles de transmisión intermedios, por tanto no existe una forma directa de generar una escala de grises. Para la construcción de pantallas con este tipo de dispositivos se recurre como ocurría en los dispositivos STN a las técnicas de *dither* espacial y temporal, respectivamente, con la desventaja de la disminución del brillo de la pantalla.

Otro problema es la dificultad en su fabricación debido a que la distancia entre los vidrios del dispositivo es crítica. Además son muy sensibles a los cambios de temperatura lo cual repercute en el contraste de la pantalla.

A finales de 1980 Bresnev et al. descubren un ordenamiento diferente de las moléculas en un CL esméctico [I-9]. La fase es conocida como Antiferroeléctrica. Esta fase ocurre en algunos materiales a una temperatura por debajo de la fase ferroeléctrica. Como en los CLF estos materiales son quirales y poseen polarización espontánea.

Como ocurría en los CLs ferroeléctricos, el efecto más importante se consigue colocando el material entre dos vidrios, separados por una distancia muy pequeña, inferior al paso de hélice. Esto provoca que las fuerzas de anclaje no permitan la estructura de hélice del CL antiferroeléctrico y por lo tanto la hélice es desenrollada.

La adición de dos polarizadores cruzados permite realizar un visualizador. Los polarizadores se colocan de manera que el estado oscuro corresponda con el estado antiferroeléctrico relajado ($E=0$), figura I-15a y los dos estados ferroeléctricos produzcan dos estados claros simétricos figura I-15b y I-15c. Este dispositivo es conocido como antiferroeléctrico estabilizado en superficie.

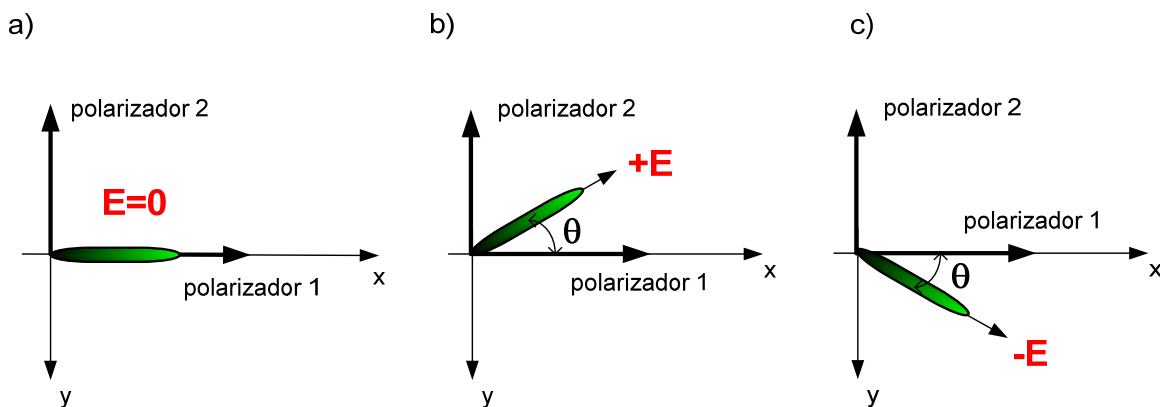


Figura I-15. Dispositivo AFLC triestado. a) Estado de mínima transmisión, b) y c) Estados de máxima transmisión

Se puede evaluar la respuesta electro-óptica aplicando una señal triangular de baja frecuencia, obteniéndose una doble histéresis óptica (figura I-16).

Este tipo de dispositivos es estable sin campo eléctrico y la polarización macroscópica es cero porque las moléculas de capas adyacentes se encuentran orientadas en direcciones opuestas. Estos dispositivos disponen de todas las ventajas de los ferroeléctricos estabilizados en superficie, además de una escala de gris analógica intrínseca. Además se caracterizan porque su respuesta electro-óptica está centrada respecto a un nivel nulo de tensión aplicada [I-9].

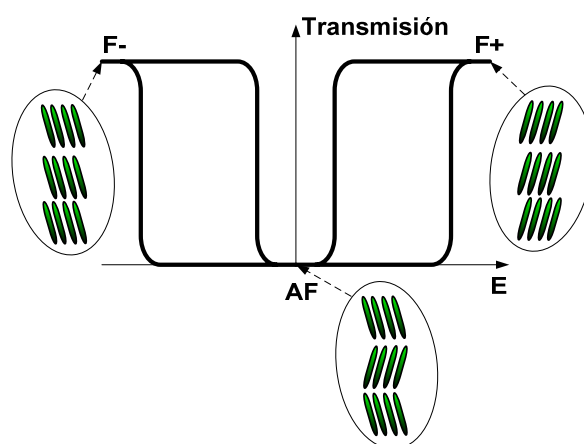


Figura I-16. Respuesta antiferroeléctrica

Esto es debido a que en su construcción se emplean capas de alineamiento idénticas en las caras internas de los vidrios. Las características más notables de los AFLC son: (i) existen tres estados estables, dos estados ferroeléctricos (en saturación) y uno antiferroeléctrico (en ausencia de campo); (ii) Los AFLC generan intrínsecamente escalas de grises analógicas; (iii) Existe un umbral de tensión por debajo del cuál la transmisión es mínima; (iv) Los estados intermedios de transmisión relajan en ausencia de campo eléctrico. En general la tensión de saturación óptica alcanza un valor bastante elevado (>20-25V).

En 1995 Fukuda [I-14] y, posteriormente, Inui et al. [I-15] informaron de cierta mezcla de material antiferroeléctrico donde, al colocar unos polarizadores cruzados paralelos y perpendiculares a las capas como en el caso de los AFLC, la característica electro-óptica de histéresis desaparece y es sustituida por una transmisión en forma de V. A estos dispositivos se les conoce con el nombre de antiferroeléctrico sin umbral, cristales líquidos quirales con respuesta en V o V-shape.

El modelo propuesto por el grupo de Fukuda, sobre la ordenación molecular se ha basado en suponer que los directores moleculares están ordenados aleatoriamente cuando la muestra está en reposo, figura I-17c. Al aplicar un campo eléctrico el eje óptico promedio cambia de forma continua dando lugar a una escala de gris analógica, figura I-17b y I-17d. La transmisión crece de manera proporcional con el campo eléctrico hasta llegar a la saturación donde la ordenación molecular dependerá del signo del campo eléctrico utilizado, figura I-17a y I-17e.

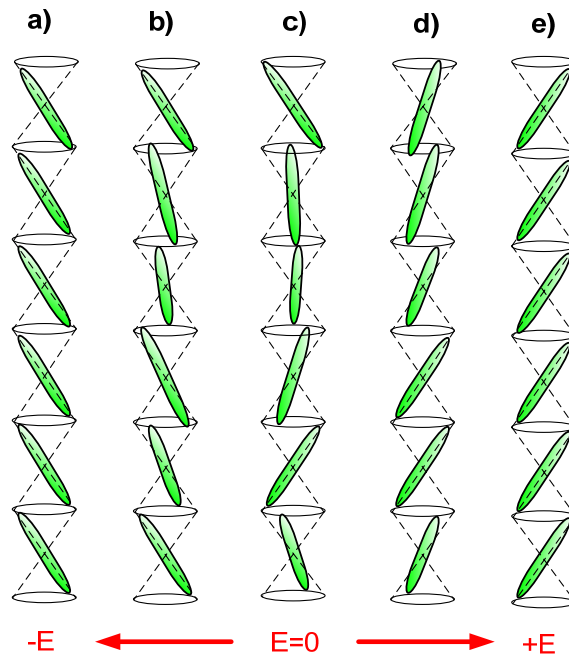


Figura I-17. Estructura del dispositivo V-SHAPE en varias de sus fases: c) cuando la muestra está en reposo, a) y e) saturada, b) y d) escala de grises

La respuesta en V no solo viene determinada por el tipo de material, sino también por otros factores relacionados con las etapas de fabricación, la forma de excitación de la muestra e incluso la temperatura de realización del experimento.

Se puede evaluar la respuesta electro-óptica aplicando una señal triangular de baja frecuencia, obteniéndose una respuesta óptica en V, figura I-18. Como se puede ver este dispositivo tiene los mismos estados que los AFLC, pero a diferencia de estos, no presentan tensión umbral de conmutación, es decir, los niveles de gris intermedios se obtiene a partir de tensión cero.

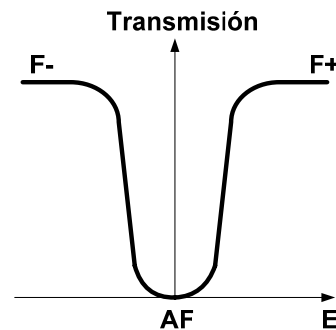


Figura I-18. Respuesta en forma de V. El eje del polarizador está situado normal a la capa esmética

Este efecto electro-óptico es mucho más suave que el obtenido en los dispositivo nemáticos, consiguiéndose una transmisión casi lineal desde cero hasta el 100%. Dado que este dispositivo combina estas propiedades con la alta velocidad de los materiales esméticos, hace que estas nuevas mezclas experimentales de CLs en la fase esmética C quiral presenten características prometedoras para aplicaciones en displays.

I.3 APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO

El abanico de posibles aplicaciones de los CLs es muy amplio y su aplicación más directa es la fabricación de pantallas. Actualmente, las pantallas de matriz activa (AMLCD) constituyen la tecnología dominante en este área, frente a otras tecnologías como: pantallas de plasma (PDP), pantallas de emisión de campo (FED), pantallas de fluorescencia en vacío (VFD), pantallas de diodos emisores de luz orgánicos (OLED) y pantallas electroluminiscentes de capa delgada (TFEL).

La configuración básica de las pantallas AMLCD es la que se muestra en la figura I-19. Sobre uno de los sustratos se depositan las columnas de electrodos transparentes y sobre ellos se construyen los transistores de capa delgada, TFT, que permitirán mantener la persistencia del píxel.

En el otro sustrato se deposita un electrodo transparente común y se coloca el filtro de color. Entre los dos electrodos transparentes se inyecta el cristal líquido y en las caras externas a los vidrios se colocan los polarizadores. El filtro de color esta formado por agrupaciones de los tres colores primarios: rojo, verde y azul. Cada píxel de la pantalla está formado por tres subpíxeles continuos, cada uno con un color primario asignado. En la parte trasera de la pantalla se sitúa el sistema de iluminación que consiste en una lámpara fluorescente con su difusor asociado. En el interior del sustrato de vidrio desde los electrodos dispuestos matricialmente en líneas horizontales, se seleccionan los píxeles que se desean activar y en las líneas verticales se introduce el dato [I-16].

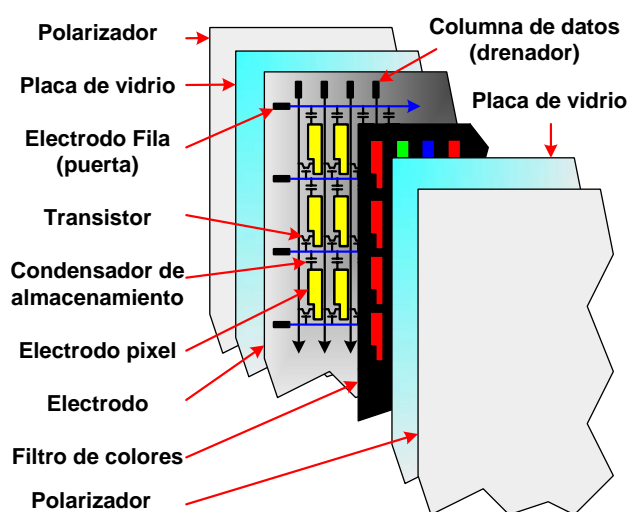


Figura I-19. Sección de una pantalla AMLCD de visión directa.

Las pantallas AMLCD cubrieron primero el mercado de los ordenadores portátiles, al poco tiempo, desplazaron a las pantallas CRTs de los ordenadores de sobremesa y a

continuación a las CRTs de las salas de estar en entornos domésticos. La nueva frontera está en el mercado de televisores de gran tamaño, compartiendo este sector de mercado con las PDP, al superar la ventaja inicial de tamaño que éstas poseían. La tecnología de plasma puede considerarse en fase de decadencia o abandono tecnológico por sus múltiples problemas asociados: baja robustez, alto consumo, imposibilidad de alcanzar muy alta resolución, etc.

En la figura I-20 se muestra un prototipo LCD de la compañía Japonesa Sharp, presentado el año pasado y que ha ostentado durante unos meses el record de tamaño con 108 pulgadas de diagonal. Se trata de una pantalla sobre matriz activa con resolución de alta definición 1920 x 1080, relación de contraste de 1200:1, un brillo de 400cd/m², 7.6 millones de colores, 195 kilos de peso y consume 1130W. Sus medidas son 2572x202x1550 mm.



Figura I-20. Prototipo LCD TV con 108" (Sharp) de diagonal. Se basan en pantallas sobre matriz activa con resolución 1920x1080

Poco después Panasonic ha presentado en la feria de la electrónica de consumo (CES), celebrada en las Vegas, el nuevo récord de la pantalla más grande del mundo con 150 pulgadas de diagonal, figura I-21. Se trata de una pantalla de plasma con una resolución de 2000x4000, es decir cuatro veces más que la anterior pantalla y un tamaño de más de seis metros cuadrados. Por el momento se desconoce su precio porque solo se trató de una presentación oficial, y hasta la fecha no han informado de detalles técnicos como brillo, contraste y peso. Aunque han adelantado que esta pantalla consume un 50% menos de energía que una pantallas de 100 pulgadas.

En general, en el mercado de sistemas de visualización el año 2008 no ha sido un gran año con record en beneficios y ventas de pantallas AMLCD como en el 2007. Pero la mayoría de los mayores fabricantes de paneles LCD como: LG. Philips LCD, Samsung Electronics, AU Optronics (AUO) y Chi Me Optoelectronic (CMO) muestran una positiva perspectiva de mercado para los próximos años [I-17].



Figura I-21. Prototipo de la televisión más grande del mundo con 150" (Panasonic) de diagonal, con una resolución de 2000x4000

Según Samsung, aunque la demanda en el primer trimestre de 2008 fue ligeramente débil, consiguió un aumento de 465 millones de unidades, un 20% con respecto al año pasado. Para L. J. Chan, presidente de AUO, esto confirma que el mercado goza de buena salud debido a este crecimiento. LG. Philips como CMO también tuvieron un aumento en las ventas para el segundo trimestre de 2008 consiguiendo un fuerte año en ambas compañías.

En línea con las perspectivas en la industria, según las firmas de investigación de mercado de pantallas, Displaybank y iSuppli también tienen una óptima perspectiva, Displaybank se anticipa, añadiendo que se espera un incremento del 18% por año aproximadamente en la demanda de paneles de gran tamaño. Durante el 2008 hubo competencia con la tecnología PDP en 50 y 60 pulgadas, debido en gran medida por la celebración de los juegos olímpicos en Beijing. Según iSuppli, las televisiones LCD de 40 y 42 pulgadas dominaran en 2011.

En el mercado de las pantallas para portátiles, según Asustek computer, una de las empresas más importantes en la fabricación de placas base, en el primer trimestre de 2009, los paneles de pantalla ancha de 16:9 verán incrementada su distribución. Samsung planea lanzar pantallas de 16:9 y 16 pulgadas, mientras AUO y CMO ambas están desarrollando pantallas de 16:9 con 15.6 pulgadas.

Las pantallas anchas también serán importantes en el mercado de los monitores de los ordenadores personales. El mercado está cambiando de las 17 a las 19 pulgadas y por encima, debido a la alta variedad de formatos de pantallas anchas. La proporción de envíos de paneles de 22 pulgadas se espera que crecerá un 21% en 2011, comparada con solamente el 1% en 2006, previsto por iSuppli. Las pantallas anchas estarán disponibles en monitores de 15 y 16 pulgadas en 2008 por AVO y CMO.

La demanda de paneles de LCD de tamaño medio y pequeño, menores de 7 pulgadas, experimentó un sorprendente ascenso gracias a las nuevas aplicaciones tales como dispositivos móviles, cámaras digitales, marcos digitales, además de ordenadores de bajo coste. La producción de paneles de medio y pequeño tamaño se espera que sobrepase los 5000 millones de unidades para el 2011, comparados con 4000 millones de unidades en el 2007, según el último informe de iSuppli.

Por lo tanto, la previsión del mercado mundial de pantallas augura que la tecnología TFT va a continuar ganando en la gran mayoría de los mercados durante algunos años más. De momento los LCDs presenta mejores expectativas de ventas, aunque no se espera que lideren todo el mercado por mucho tiempo. En los últimos años han aparecido pequeñas

pantallas basadas en diodos orgánicos emisores de luz (OLED). Esta tecnología es una de las más recientes en el mundo de las pantallas, y también una de las que más esfuerzos e inversiones consumen actualmente. Una de las ventajas fundamentales de estos dispositivos está en el consumo que es menor frente a la retroiluminación de una pantalla AMLCD.

Pero la tecnología OLED no es solo novedosa para el mercado de pantallas de tamaño pequeño. Nuevos paneles de OLED están siendo adaptados para el mercado de tamaño medio y grande. Samsung Electronics ha presentado dos televisores de OLEDs en el CES 2008 de 14.1 y 31 pulgadas y ha anunciado que la compañía comenzará con la producción de medio y gran tamaño a lo largo del 2010.

De acuerdo con la firma de investigación de mercado Digitimes, el mercado de televisores OLED comenzará en 2008 con 18000 unidades y aumentará a 50000 unidades en 2009 y 120000 unidades en 2010.

Algunas compañías japonesas como: Hitachi, Canon y Matsuhita Electric Industrial ya han comenzado a trabajar juntas en la tecnología OLED al ver el gran potencial para convertirse en la pantalla plana de la próxima generación.

Según un analista de DisplaySearch, Hisakazu Torii, de momento los televisores OLED no van a despuntar en el mercado de pantallas planas, pero a medio plazo, los televisores LCD y de plasma se convertirán en productos ya maduros con poca rentabilidad, como ha ocurrido con los tubos de rayos catódicos, y habrá una oportunidad interesante para los televisores OLEDs [I-18], especialmente en formato pequeño y mediano.

Por otro lado, se abre un nuevo mercado en dispositivos de presentación de pequeño tamaño o micropantallas, menores de 2 pulgadas. Estas micropantallas son de alta resolución y como resultado de investigaciones y desarrollo en este campo, están diseñadas para usar en sistemas de magnificación óptica tales como proyectores y visores de pantalla frontal, conocidos también como pantallas integradas en casco (HMD). Estas micropantallas están incorporadas en una gran variedad de dispositivos como nuevos sistemas de comunicación 3G, aplicaciones de internet mediante tecnología inalámbrica, visores portátiles de DVD o PCs ultra portátiles [I-19].

Según Jennifer Colegrove, analista en el mercado de pantallas en iSuppli, se espera un crecimiento en el consumo global del mercado de pantallas de visión directa de 1,3 millones

de unidades para el 2012, frente a los 325000 del 2007. La venta de proyectores también alcanzará un gran incremento de 1.7 millones de unidades para el 2012, frente a las 41000 vendidas en 2007 [I-17].

El mercado de los HMD se está impulsando debido a los beneficios tecnológicos relacionados con el tamaño de la imagen, consumo y privacidad. Como su nombre sugiere, el HMD está diseñado para ser utilizado con un casco o unas gafas, que al ser utilizado por el usuario, la pantalla se sitúa cercana al ojo, proporcionando una imagen virtual tan grande como las dimensiones físicas de la pantalla. Los HMD pueden dar la sensación al usuario de estar viendo una imagen del tamaño de una pantalla entre 20 y 100 pulgadas. Otra ventaja de los HMD es que el consumo es menor comparado con una pantalla LCD entre 20 y 80 pulgadas o PDP.

Este tipo de dispositivos encuentran un amplio mercado en aplicaciones de entretenimiento y entornos profesionales. Los entornos de realidad virtual y realidad aumentada comienzan a ser habituales en muchas áreas: se emplean en videojuegos, salas de operación de algunos hospitales, nuevas herramientas clínicas para combatir fobias, o bien adaptadas a cascos profesionales de uso militar (aviación, infantería) o civil (bomberos, policía) y desde hace unos años esta tecnología está siendo empleada como herramienta de ayuda en pacientes con discapacidades auditivas y visuales.

En los ejemplos descritos arriba las micropantallas están basadas en AMLCD transmisivas sobre silicio amorfo hidrogenado (transparente). Pero existen otras posibilidades entre las que destacan los dispositivos de cristal líquido sobre silicio LCoS, dispositivos reflexivos en los que la matriz activa se crece sobre una oblea de silicio monocristalino, evitando los complejos procesos de crecimiento de silicio policristalino sobre vidrio que caracterizan las matrices TFT [I-20].

El color se obtiene combinando los tres colores primarios secuencialmente en el tiempo, en lugar de utilizar filtros de color. La eliminación de los filtros de color hace que este tipo de dispositivos presente una eficiencia luminosa más alta que los AMLCD y se perciba una resolución más alta debido que no es necesaria la división de subpíxeles.

La segunda gran área de aplicación de las micropantallas es la proyección. Supone la posibilidad de obtener imágenes de gran tamaño a bajo coste, separando la imagen del dispositivo que la produce. En estos dispositivos la variedad de la tecnología en este tipo de micropantallas es mucho mayor: LCD, LCOS y dispositivos de procesamiento digital de la luz

(DLP), con una gran variedad también en fuentes de luz: lámparas, LEDs, láser y combinación de LED/láser.

La tecnología DLP son dispositivos ópticos de material semiconductor que contienen una matriz rectangular de hasta 1,3 millones de espejos digitales microscópicos. Rotando estos microespejos se consigue controlar el paso de luz. Concretamente existen dos estados, uno que deja pasar toda la luz y otro que lo impide. Los niveles de gris intermedios se consiguen cambiando la posición del espejo entre los dos estados muy rápidamente de manera que el ojo integre y promedie percibiendo el nivel deseado.

Para crear el color, existen dos posibilidades, la primera está basada en una única pantalla y el color se consigue haciendo pasar la luz por una rueda con filtros de color que rota. La segunda opción consiste en utilizar 3 displays uno para cada color que presentan simultáneamente las imágenes RGB sin que sea necesario realizar integración temporal.

Esta tecnología es superior a la de los proyectores basados en LCD, porque se consiguen contrastes superiores por disponer de mejores niveles oscuros. Al ser menor de $1\mu\text{m}$ el espacio entre espejos la visión de la imagen es mucho más suave, al reducir el efecto de la pixelación. Sin embargo, es una tecnología cara bajo el monopolio de Texas Instruments.

En contraste con el estado momentáneo del mercado de las grandes pantallas que no acaba de despegar, se prevé un gran crecimiento a corto plazo del mercado de las micropantallas.

Los dispositivos de cristal líquido no se limitan a desarrollo de pantallas, aunque ésta sea la aplicación que mas dinero reporta, como alternativa, los CLs también son utilizados como moduladores ópticos. A continuación se resume brevemente el estado actual de aquellas aplicaciones en las que se han producido progresos notables en los últimos años como: el guiado del haz de un láser (laser beam steering), los atenuadores ópticos variables (VOAs), el enfoque automático de lentes y las gafas estereoscópicas.

El guiado de un haz láser es un tema importante, para aplicaciones como comunicaciones espaciales, conectores de fibra óptica, dispositivos relacionados con el almacenamiento y lectura de datos como DVDs y CDRoms, aplicaciones militares, proyectores y otras aplicaciones industriales. La manera tradicional de obtener tal guiado ha sido mediante la tecnología basada en sistemas mecánicos conocida con el nombre de sistemas ópticos micro-electro-mecánicos (MEMS) que emplea un movimiento de microespejos en dos o tres dimensiones para reflejar la luz sobre diferentes caminos. Esta es una tecnología madura,

que presenta como limitación el movimiento mecánico de los espejos, además de su velocidad debido a las propiedades inerciales de los espejos. El otro dispositivo consolidado de guiado de haz es el modulador acusto-óptico, que tiene como inconveniente un rango angular limitado [I-1].

La habilidad de los CLs de modular la luz, ofrece varias ventajas sobre los sistemas mecánicos como: no tener partes móviles, un bajo consumo, potencial para un gran movimiento del haz y bajo coste. Estos moduladores pueden clasificarse de acuerdo con el mecanismo físico utilizado para redirigir la luz como: Haz Refringente Directivo (Refractive Beam Steering) y Haz Difractivo Directivo (Diffractive Beam Steering). En la primera clase de moduladores estos dispositivos funcionan como un prisma que dobla la luz con un índice de refracción que es diferente al del aire. En general, ofrecen una alta eficiencia pero el ángulo de desviación es pequeño.

En el caso de los dispositivos de Haz Difractivo Directivo, estos dispositivos electro-ópticos son conocidos con el nombre de sistema óptico controlado por fase (OPA, Optical Phased Array). El OPA esta basado en dos fenómenos físicos. En el primero, cuando un array de líneas es iluminado, por ejemplo por un láser, se forma un patrón de bandas claras y oscuras. Cuando el número de líneas es elevado se forma una banda principal (orden cero) donde se concentra la mayor parte de la energía y las diferentes bandas laterales que contienen menos energía.

El segundo fenómeno físico se basa en el efecto electro-óptico que consiste en la habilidad para cambiar las propiedades ópticas de un material mediante un campo eléctrico externo. El índice de refracción del material es controlado por el campo eléctrico de tal manera que la luz que pasa a través de él es retardada cuando se aplica un campo eléctrico. Este efecto es usado para defletar la luz incidente al dispositivo.

En el diseño de un OPA, en la cara interna de uno de los sustratos, mediante procedimiento fotolitográfico, se distribuyen columnas de electrodos transparentes, con el espacio necesario entre cada columna para producir el deseado desplazamiento de fase.

La cara interna del sustrato opuesto está revestida de un electrodo conductor, y entre ambos sustratos se inyecta el cristal líquido nemático con un alineamiento homogéneo y un pequeño ángulo de inclinación [I-21, I-23]. La aplicación de un voltaje escalonado de periodo Λ , aplicado a cada columna, crea un perfil de fase en escalera, figura I-22.

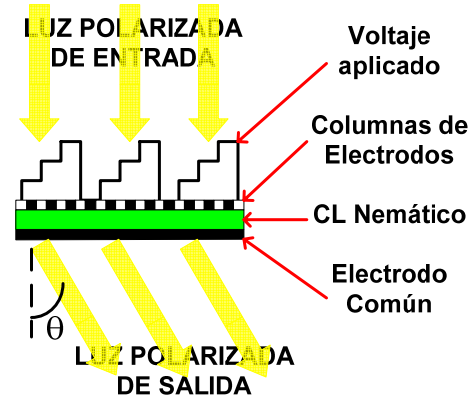


Figura I-22. Esquema de un sistema óptico controlado por fase

Al realizar esto el haz de luz será dirigido a una nueva dirección θ dada por la siguiente expresión [I-22]:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda_0}{\Lambda} \right) \quad (I-6)$$

Donde Λ es el período (variable) de la forma de onda discreta generada en las columnas. La eficiencia de la difracción η esta relacionada con el número de escalones N ,

$$\eta = \left[\sin(\pi/N) / (\pi/N) \right]^2 \quad (I-7)$$

Esta eficiencia crece rápidamente con el número N de escalones y alcanza el 95% al generar 8 escalones. Aunque se incremente el número de escalones solo se podría afinar la eficiencia de la difracción y su complejidad de fabricación también se incrementaría, por lo que en la práctica se suelen utilizar 8 escalones [I-1].

La segunda aplicación consiste en el diseño de un VOA basado en CL. Un VOA es un atenuador óptico variable que tiene por objetivo limitar la potencia transmitida, por ejemplo a través de una fibra óptica. Tradicionalmente el control de la potencia transmitida se realiza de manera mecánica.

Para muchas aplicaciones en telecomunicaciones es necesario un tiempo de respuesta rápido y un gran rango dinámico del orden de decenas de dB. El uso de CL nemático en el VOA tiene como desventaja un tiempo lento de respuesta, pero su facilidad de fabricación, poseer una escala de grises natural y bajas pérdidas de potencia, hacen que los VOAs

basados en CLs nemáticos sean empleados en comunicaciones o sensado por fibra óptica. En la figura I-23 se muestra el ejemplo particular de un VOA basado en CL nemático [I-1].

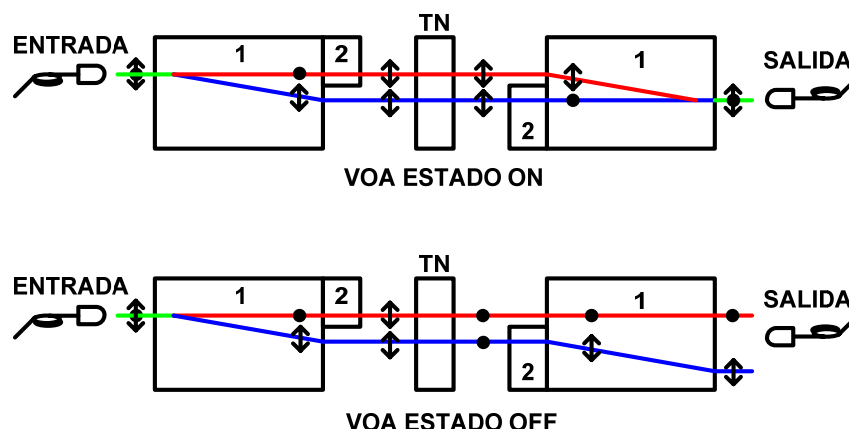


Figura I-23. Diagrama de un VOA basado en CL

En este esquema el VOA consta de 5 bloques. La luz sin polarizar que sale de un extremo de la fibra óptica atraviesa el bloque 1 descomponiéndose en dos rayos con diferente polarización. Uno de estos rayos atraviesa el bloque 2 girando su polarización 90°. La polarización de ambos rayos es paralela a la dirección de frotado del dispositivo TN. Este bloque se comporta como un retardador circular, con la propiedad de hacer girar la polarización de la luz entre 0 y 90° dependiendo del voltaje eficaz aplicado. En el primer caso (VOA ESTADO ON) la polarización no es modificada, y a la salida del CL ambos rayos se recombinan. En el segundo caso (VOA ESTADO OFF) no hay recombinación de los haces haciendo que se acople menos luz en la fibra de salida.

El uso de CL ferroeléctricos y antiferroeléctricos en el VOA es atractivo por su tiempo de respuesta de microsegundos, pero tiene una serie de inconvenientes como: (i) un lento proceso de fabricación debido al pequeño espesor del dispositivo; (ii) el voltaje residual de continua causa inestabilidad en la escala de grises y (iii) el alineamiento molecular en las células es sensible a las perturbaciones mecánicas. Además en el caso de los ferroeléctricos, la biestabilidad para obtener la escala de grises hace necesaria una electrónica de control que genere pulsos modulados complicando su diseño. Estos inconvenientes hacen que el VOA basado en CL nemático sea empleado en comunicaciones por fibra óptica a $\lambda=1.5\mu\text{m}$.

La tercera aplicación está relacionada en el diseño de una lente basada en CL. El zoom automático típicamente se ha basado en ajustar mecánicamente la distancia entre dos

grupos de lentes. Con esto se ha conseguido ajustar la distancia focal efectiva en las lentes. Lo que se pretende es reemplazar estas lentes por una única lente de CL ajustable.

Para hacer una lente de CL, se ha de crear el perfil del gradiente de índice de refracción. Generalmente hay tres métodos para generar este perfil; (1) Capa de CL homogénea con un campo eléctrico no homogéneo, (2) capa de CL no homogénea con campo eléctrico homogéneo, y (3) capa de CL no homogénea con campo eléctrico no homogéneo.

La construcción física de una lente de CL es idéntica a la de un prisma basado en CL, pero el direccionamiento eléctrico es ligeramente diferente, figura I-24. En este caso sobre una de las capas internas del sustrato se depositan dos electrodos transparentes separados una distancia suficiente. En el otro sustrato la capa de conductor es continua en toda la superficie. Entre ambas capas se inyecta el CL con un alineamiento homogéneo.

Para que se produzca un control preciso del perfil de la fase se requiere de un cuidadoso control de los voltajes en ambos extremos del dispositivo (V1 y V2). Típicamente estas lentes tienen un diámetro de 5mm y una longitud de enfoque desde los 50cm hasta el infinito.

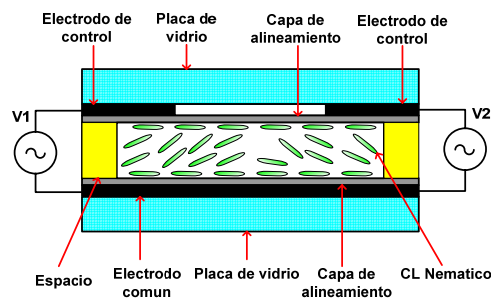


Figura I-24. Esquema de una lente de CL basada en una célula de CL con dos electrodos transparentes separados

Por último, la cuarta aplicación corresponde con los sistemas de visualización en 3D. Actualmente existen muchas tecnologías que permiten visualizar imágenes en 3D, algunas de ellas basadas en CLs [I-24]. Una de las tecnologías donde se ha conseguido un notable avance, es en las gafas estereoscópicas que se utilizan para recrear escenas en 3D a partir de las imágenes de una pantalla de 2D. Esta tecnología permite mostrar imágenes impresionantes con una alta percepción de profundidad. Además, debido a la capacidad de cambiar entre imágenes de 2D y 3D, esta tecnología posibilita que esté disponible para un gran número de personas [I-25, I-26].

Su funcionamiento es sencillo: Una pantalla es la encargada de ir mostrando dos imágenes mezcladas, y es el usuario, utilizando unas gafas especiales, el que deja que llegue la imagen conveniente a cada ojo [I-27]. Varios dispositivos de gafas estereoscópicas están disponibles comercialmente, como por ejemplo, las basadas en: filtro de colores, polarizadores pasivos y CLs [I-24]. En el primero de estos dispositivos, conocido también

con el nombre de gafas anaglíficas, se utiliza un filtro para cada ojo que puede ser, azul y rojo o verde y rojo. Estos filtros son los encargados de separar las imágenes mezcladas de la pantalla, produciendo una razonable sensación de profundidad; sin embargo los colores están desvirtuados percibiendo un color en un tono pardo. En el caso de las gafas polarizadas, la pantalla proyecta de forma alternativa las imágenes que tienen que ir al ojo izquierdo y derecho. La pantalla está equipada con un sistema capaz de polarizar de modo diferente la luz que emite entre -45° y 45° alternativamente. Por lo tanto, utilizando unas gafas con filtros polarizados, colocados ambos filtros de manera adecuada, cada ojo sólo ve la imagen proyectada de la pantalla destinada a ella, mientras la otra imagen queda bloqueada [I-27].

Por último, en las gafas basadas en CL, la pantalla proyecta de forma alternativa las imágenes que tienen que ir a cada ojo y los CLs de las gafas, en sincronización con la pantalla, bloquean la luz recibida a cada ojo cuando convenga.



Figura I-25. Gafas de cristal líquido CrystalEyes 3 de la empresa RealD, que incorpora un sistema de sincronización infrarrojo con la pantalla proyectora

En la actualidad, empresas como RealD Pro, figura I-25 [I-28] y Xpand Corporate [I-29] tienen gafas comerciales basadas en CLs TN que tienen la ventaja de controlar la transmisión óptica con un bajo nivel de tensión.

Si una película en una pantalla tradicional se reproduce a 24 imágenes/segundo, con esta nueva tecnología para no percibir un parpadeo en la pantalla, la frecuencia de video tiene que ser de al menos 48 imágenes/segundo. Pero los tiempos de respuesta de los dispositivos TN no son lo suficientemente rápidos para soportar una alta velocidad de conmutación y, por consiguiente, se producen efectos como el “Ghosting” que consiste en la fuga de una imagen de un ojo en el otro ojo, y el “Colour Banding”, que ocurre cuando la conmutación óptica no es lo suficientemente fuerte.

I.4 MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS

Se plantea este trabajo con el objetivo fundamental de describir un protocolo de caracterización eléctrica para dispositivos de CL TN, AFLC y V-SHAPED. El trabajo se concentra en obtener, a partir de medidas eléctricas y ópticas, la información necesaria para conseguir el correspondiente circuito eléctrico equivalente. Por otro lado, gracias a un mejor conocimiento eléctrico de estos dispositivos, se buscarán nuevas aplicaciones y mejorar las ya existentes.

En el primer capítulo se ha realizado una introducción donde se da una breve explicación de los CLs, sus ventajas e inconvenientes. Se resumen sus principales aplicaciones, centrándose en dispositivos visualizadores y su perspectiva de futuro.

El segundo capítulo se dedica a explicar el procedimiento para la obtención del circuito eléctrico equivalente (CEE) basado en la Espectroscopía de Impedancia. Previamente se incluye el estado del arte de los métodos de caracterización que existen para deducir los parámetros de los circuitos eléctricos equivalentes y se analizarán que modelos son los más adecuados para utilizar en los dispositivos TN, AFLC y V-SHAPED. Para terminar se realiza una validación de los CEEs obtenidos utilizando las medidas de corriente eléctrica. Aquí se muestran medidas llevadas a cabo en el laboratorio y se hace una comparativa entre estos resultados experimentales y los obtenidos mediante las simulaciones de los modelos teóricos.

En el tercer capítulo se propone el diseño, la caracterización eléctrica y la utilización de dispositivos novedosos basados en CLs en aplicaciones de radiofrecuencia (no fotónicas). En concreto se diseñarán filtros y osciladores de frecuencia variable basados en CLs TN. La implementación en el laboratorio de estos circuitos, haciendo uso de componentes comerciales, permite obtener resultados experimentales que se comparan con los resultados teóricos.

En el cuarto capítulo se realiza el estudio y desarrollo de dispositivos de CL de alto valor añadido para aplicaciones en el ámbito de la seguridad y discapacidad.

Por último, en el quinto capítulo, se muestran las conclusiones obtenidas a partir del presente estudio y se exponen líneas futuras de actividad, como continuación natural a los resultados obtenidos.

I.5 BIBLIOGRAFIA

- [I-1] I-C. Khoo, "Liquid Crystals: Physical Properties and Nonlinear Optical Phenomena", Wiley Interscience, New York (1994).
- [I-2] E. G. Chatzi y J. L. Koenig, "Morphology and Structure of Kevlar Fibers: a Review", Polymer-Plastic Technology and Engineering, **26**, 229-270 (1987).
- [I-3] M. Schadt, "The History of Liquid Crystal Display and Liquid Crystal Material Technology", Liquid Crystals, **5**, 57-71 (1989).
- [I-4] I. P. Garcilópez, "Contribución a la Caracterización y Optimización Electroóptica de Dispositivos Basados en Cristal Líquido", Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid (2003).
- [I-5] J. M. Otón, "Electrooptics of Liquid Crystal Displays", Proc. II Workshop on LCD Technology CYTED, Lisbon (1996).
- [I-6] J. M. Otón, J. M. S. Pena, F. Olarte y A. Serrano. "Cristales Líquidos", Suplemento Mundo Electrónico n. 218 (1991).
- [I-7] D. Malacara, "Óptica Básica", Fondo de Cultura Económica, México (2004).
- [I-8] V. G. Chigrinov, "Liquid Cristal Devices, Physics and Applications"; Artech House, Boston (1999).
- [I-9] S. T. Lagerwall, "Ferroelectric and Antiferroelectric Liquid Crystals", Wiley-VCH, Weinheim (1999).
- [I-10] D. Yang y S. Wu, "Fundamentals of Liquid Crystal Devices", Wiley, Great Britain (2006).
- [I-11] J. M. S. Pena, "Caracterización de Pantallas de Cristal Líquido Ferroelectrico", Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (1993).
- [I-12] P. Yeh y C. Gu, "Optics of Liquid Crystal Displays", Wiley-Interscience, United States of America (1999).

- [I-13] M. Schadt y W. Helfrich, "Voltage-Dependent Optical Activity of a Twisted Nematic Liquid Crystal", *Applied Physics Letter*, **18**, 127-128 (1971).
- [I-14] A. Fukuda, "Pretransitional Effect in AF-F Switching: to Suppress it or to Enhance it, That is my Question About AFLCDs", *Proc. 15th Int. Display Research Conf., Asia Display'95*, **S6-1**, 61-64 (1995).
- [I-15] S. Inui, N. Imura, T. Suzuki, H. Iwane, K. Miyachi, Y. Takanishi y A. Fukuda, "Thresholdless Antiferroelectricity in Liquid Crystals and its Application to Displays", *Journal of Materials Chemistry*, **6**, 671-673 (1996).
- [I-16] C. Rodrigo, "Desarrollo y Caracterización Electroóptica de Pantallas Planas de Cristal Líquido de Gama Alta", Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (1999).
- [I-17] Digitimes: Es un diario sobre semiconductores, electrónica, informática y comunicaciones de las industrias en Taiwán y China, [<http://www.digitimes.com/index.asp>].
- [I-18] Displaysearch: Lider mundial en investigación de mercado de pantallas y consultoria, [<http://www.displaysearch.com>].
- [I-19] D. Armitage, I. Underwood, S. Wu, "Introduction to Microdisplays", Wiley, Great Britain (2006).
- [I-20] V. Urruchi, "Micropantallas de Cristal Líquido sobre Silicio Basadas en Materiales Esméctico Quirales con respuesta en V", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid (2004).
- [I-21] B. Bellini, M. A. Geday, N. Bennis, A. Spadlo, X. Quintana, J. M. Otón y R. Dabrowski. "Design and Simulation of Single-electrode Liquid Crystal Phased Arrays", *Opto-Electronics Review*, **14(4)**, 269-273 (2006).
- [I-22] S. Serati y J. Stockley, "Advanced Liquid Crystal on Silicon Optical Phased Arrays", *Proceedings of the IEEE. Aerospace Conference*, **3**, 1395-1402 (2002).

[I-23] A. Linnenberger, S. Serati y J. Stockley, "Advances in Optical Phased Array Technology", Proceedings of the SPIE. International Society of Optical Engineering, **6304**, 1-9 (2006).

[I-24] L. Hill and A. Jacobs, "3-D Liquid Crystal Display and Their Applications", Proceedings of the SPIE, **94**, 575-589 (2006).

[I-25] B. Kwon, C. Choi, and M. Choi, "P-49: A Real-Time 2-D to 3-D Image Conversion Method Using Motion Parallax", Society for Information Display Symposium Digest of Technical Papers, **34**, 386-389 (2003).

[I-26] D. J. Montgomery, G. J. Woodgate, A. Jacobs, J. Harrold, and D. Ezra, "Analysis of the Performance of a Flat Panel Display System Convertible between 2-D and 3-D Autostereoscopic modes," Proceedings of the SPIE. Stereoscopic Display and Applications, **4297**, 148-159 (2001).

[I-27] P. Kleinberger, I. Kleinberger, H. Golderg, J.Y. Mantinband, J. L. Johnson, J. C. Kirsch y B. K. Jones, "A Full-time, Full-Resolution Dual Stereoscopic/Autostereoscopic Display OR: Rock-Solid 3D on a Flat Screen: with Glasses or Without!", Proceedings of the SPIE. Stereoscopic Display and Virtual Reality, **5006**, 136-144 (2003).

[I-28] RealD: Empresa líder en tecnología 3D, [<http://reald-corporate.com/scientific>].

[I-29] Xpand: Empresa que produce y distribuye películas y tecnología 3D, [<http://www.xpandcinema.com>].

CAPITULO II: CARACTERIZACIÓN Y MODELADO ELÉCTRICO DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

En el presente capítulo se presenta el diseño e implementación de un protocolo experimental encaminado a la obtención, y posterior validación, del CEE para algunos de los dispositivos descritos en el capítulo anterior.

El circuito eléctrico equivalente es la representación mas clara de la respuesta eléctrica en los dispositivos de cristal líquido. Los elementos resistivos y capacitivos a los que está asociado el CEE, van a permitir entender los procesos que tienen lugar dentro del material. El método propuesto para la obtención del CEE completo de estos dispositivos se basa en la

técnica de Espectroscopía de Impedancia en diferentes estados de conmutación (diferentes niveles de transmisión óptica) del dispositivo. A partir de la medida de impedancia compleja se propone realizar un ajuste de los valores medidos con la impedancia compleja del CEE propuesto para cada dispositivo. Una vez obtenido el CEE se propone la simulación del CEE que va a permitir realizar una validación, evaluando la respuesta eléctrica ante cualquier tipo de excitación de tipo eléctrico. Por otro lado la simulación del CEE va a aportar información muy valiosa sobre la forma de onda más adecuada para cada aplicación y el diseño optimizado de circuitos de excitación.

En el primer apartado de este capítulo (antecedentes) se describirán brevemente los procedimientos encontrados en la bibliografía para la obtención del circuito eléctrico equivalente de dispositivos basados en cristal líquido. En el segundo apartado se dará paso a explicar el protocolo experimental para la obtención de CEEs diseñado en este trabajo, presentando las técnicas de caracterización y los procedimientos de medida asociados. Por último, se aplicará el protocolo diseñado a la obtención y validación del CEE de dispositivos de CL de tres tecnologías diferentes: una ya consolidada en multitud de aplicaciones comerciales (nemático torsionado) y dos tecnologías todavía en fase de investigación (antiferroeléctrico triestado o AFLC y V-shape), con prometedoras propiedades electroópticas para su utilización en la construcción de micropantallas y otros sistemas fotónicos.

II.1 ANTECEDENTES

Los dispositivos de CL, debido a la estructura con que se construyen (sandwich de CL entre dos vidrios paralelos recubiertos por un electrodo transparente), se comportan, básicamente, como un condensador plano de placas paralelas con un dieléctrico no ideal (el propio CL), cuya capacidad presenta una dependencia no lineal con la tensión aplicada al mismo. Sin embargo, el comportamiento eléctrico, y por lo tanto los componentes del CEE completo dependen del tipo de material empleado en su fabricación, así como de otros elementos tecnológicos (superficies de alineamiento, tamaño del dispositivo, etc). En concreto, de las tres tecnologías estudiadas en este trabajo, los dispositivos contruidos con CLs esmécticos quirales (AFLC y V-shape) y los dispositivos TN tienen un comportamiento eléctrico bien diferenciado, que hace que tengan CEEs con diferente estructura. Por ello, este apartado se va a dividir en dos: uno en el que se describe los antecedentes para la obtención del CEE de dispositivos basados en CLs esmécticos quirales y otro dedicado a los de tipo nemático.

II.1.1. Modelos Eléctricos para Dispositivos de CLs Esmécticos Quirales

Cuando se aplica un campo eléctrico alterno a un CL esméctico quiral la carga inducida dentro del dispositivo está compuesta por dos componentes bien diferenciadas: una polarización instantánea, relacionada con la geometría del dispositivo, la constante dieléctrica del material y el campo eléctrico y una polarización espontánea, P_{hx} , asociada a la rotación del director molecular. La carga en el dispositivo cuando alcanza el estado estacionario se puede expresar de la siguiente manera [II-1, II-2]

$$Q = C_{st} \cdot V_{st} + P_{hx} \quad (II,1)$$

Donde C_{st} es la capacidad del dispositivo (dependiente de su geometría y de la constante dieléctrica del CL) y V_{st} es la tensión aplicada entre sus terminales. A bajas frecuencias, la rotación del director molecular es capaz de seguir las variaciones de V_{st} , en este caso y de manera aproximada, la polarización espontánea se puede expresar de la siguiente manera,

$$P_{hx} = C_{hx} \cdot V_{st} \quad (II,2)$$

Donde C_{hx} es la capacidad asociada a la polarización espontánea. A frecuencias mayores, hay que tener en cuenta el tiempo que tarda la polarización espontánea en estabilizarse. Debido al comportamiento exponencial que tiene esta polarización, la carga adquirida puede expresarse como se muestra a continuación,

$$Q(t) = C_{st} \cdot V_{st} + C_{hx} \cdot V_{st} (1 - e^{-t/\tau_{hx}}) \quad (II,3)$$

Donde τ_{hx} es la constante de tiempo característica a causa de la conmutación y depende físicamente de parámetros del CL como la viscosidad y constante elástica [II-3, II-4, II-5].

La expresión (II,3) se puede modelar mediante un circuito eléctrico que reproduce la respuesta de este tipo de dispositivos. J. Fünfschilling y Schadt [II-2] propusieron el circuito de la figura II-1, constituido por elementos resistivos y capacitivos.

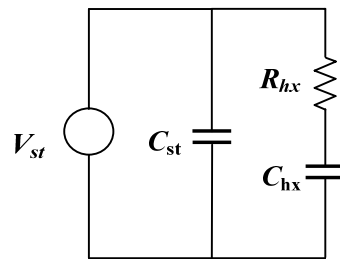


Figura II-1. Circuito eléctrico propuesto por J. Fünfschilling y Schadt para reproducir la respuesta de los CLs esmécticos quirales

Este circuito solo describe el comportamiento eléctrico del CL. Cada elemento da cuenta de una característica diferente relacionada con su respuesta eléctrica. R_{hx} es un elemento de disipación que describe la relajación dieléctrica relacionada con la viscosidad del material.

Para representar la capacidad y resistividad debida a los electrodos, a las capas de aislamiento y a las de alineamiento del dispositivo se añade al circuito la combinación serie formada por la resistencia R_s y el condensador C_s [II-4]. El circuito completo se representa en la figura II-2.

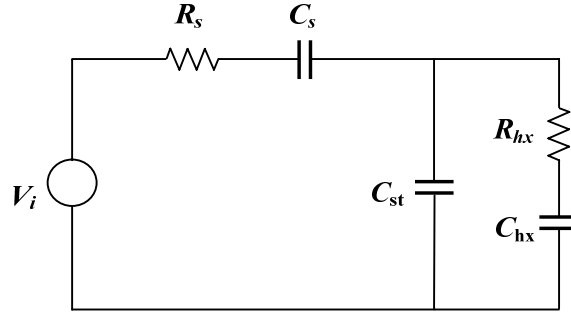


Figura II-2. Circuito propuesto por J. Fünfschilling y M. Schadt para modelar los dispositivos esmécticos quirales

Este circuito es utilizado por J. Fünfschilling y Schadt para conseguir una interpretación física de la impedancia en un tipo de células de CL esméctico quiral: los dispositivos ferroeléctricos de hélice deformada (DHF).

Por otro lado, existe una relación que liga la respuesta eléctrica con la óptica en este tipo de materiales. La transmisión del dispositivo DHF entre polarizadores cruzados, T , se puede expresar como

$$T = T_0 \cdot \sin^2 \left(2 \cdot [\phi - \phi_0] \right) \quad (\text{II},4)$$

Donde T_0 es la transmisión máxima, Φ_0 es el ángulo inicial entre la dirección del polarizador y el eje óptico del material y Φ es el ángulo de rotación del eje óptico del material inducido por el campo eléctrico. Este ángulo es proporcional a la carga en el condensador C_{hx} de acuerdo con la siguiente expresión

$$\phi = \chi \cdot Q_{hx} = \chi \cdot C_{hx} \cdot V_{Chx} \quad (\text{II},5)$$

Donde el parámetro χ es una constante [II-1]. Por lo tanto, la transmisión óptica se puede predecir a partir de la polarización espontánea obtenida por simulación del CEE como

$$T = T_0 \cdot \sin^2 \left(2 \cdot [\chi \cdot C_{hx} \cdot V_{Chx} - \phi_0] \right) \quad (\text{II},6)$$

A continuación se explica de manera simplificada el método propuesto por J. Fünfschilling y Schadt para obtener los parámetros del circuito, partiendo de la hipótesis de que, en el tipo de dispositivos analizados por estos autores, no es necesario conocer el valor exacto de la capacidad C_s , debido a que esta capacidad siempre va a ser bastante más grande que C_{st} o C_{hx} .

En primer lugar se realiza la medida, a una frecuencia alta, de la capacidad del dispositivo DHF en función de la tensión aplicada entre sus terminales. A altas frecuencias los

componentes R_{hx} y C_{hx} no tienen efecto en la dinámica del dispositivo debido a la ausencia de ferroelectricidad. Además, como los dos condensadores C_s y C_{st} están en serie, al tener C_s un valor mucho mayor, la capacidad medida en el analizador es equivalente a la capacidad C_{st} .

El análisis utilizado para obtener el resto de los parámetros del circuito eléctrico consiste en aplicar un pulso de tensión en el dispositivo y tomar medidas de corriente y de transmisión óptica. La amplitud del pulso de tensión utilizada no tiene que saturar la transmisión del dispositivo. Los parámetros C_{hx} , R_{hx} y R_s se determinan ajustando el circuito eléctrico equivalente propuesto, al perfil de medida de corriente y de transmisión [II-4].

Utilizando el circuito propuesto por Fünfschilling y Schadt, sin tener en cuenta la parte que modela la capacidad y resistividad debida a los electrodos, a las capas de aislamiento y a las de alineamiento del dispositivo (R_s y C_s), Ton Verhulst describe otro método para obtener los parámetros de este CEE [II-2].

Este método se basa en tomar medidas eléctricas utilizando el puente capacitivo de la figura II-3 [II-3]. Una de las ramas del puente contiene el dispositivo de cristal líquido y la otra rama un circuito, formado por un condensador y una resistencia en paralelo, ajustable para conseguir la compensación del puente. Ambas ramas incorporan un condensador integrador C_{int} .

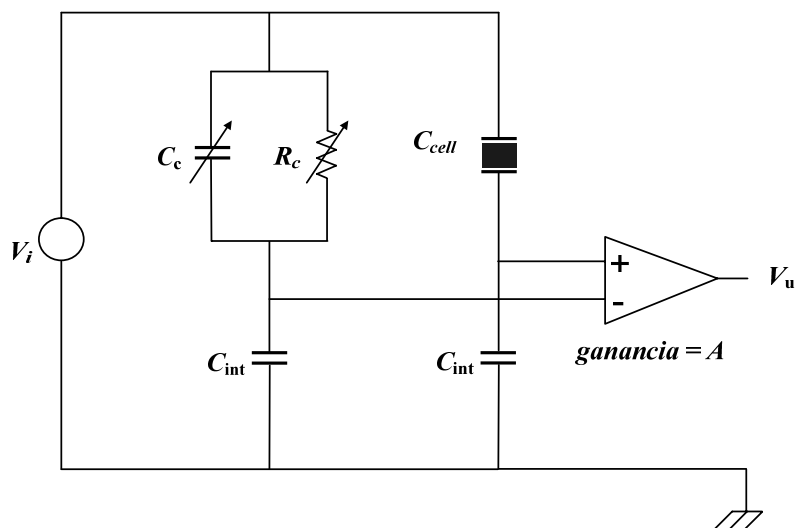


Figura II-3. Puente de medida capacitivo utilizado por Ton Verhulst para obtener el CEE de dispositivos esmécticos quirales

El valor de los parámetros C_{st} , C_{hx} y R_{hx} del dispositivo de cristal líquido se determina como se describe a continuación. Primero, la célula tiene que ser saturada utilizando una señal de

tensión triangular a la entrada del puente de medida, V_i . La salida V_u representa la polarización.

Ambas señales se conectan a un osciloscopio y se configura para representarlas en el modo XY. Los componentes R_c y C_c de la rama compensadora tienen que ser ajustados hasta conseguir en el osciloscopio un ciclo de histéresis eléctrico como el de la figura II-4 [II-2].

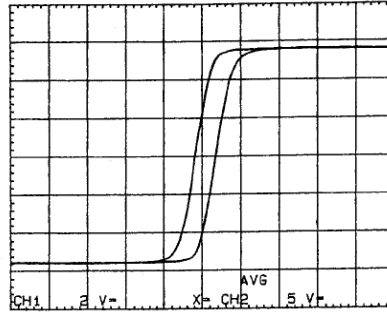


Figura II-4. Captura de osciloscopio de la polarización frente a la tensión de excitación de un dispositivo DHF, medida con el puente capacitivo de la Figura II-3 [II-40].

Es importante elegir una frecuencia adecuada de la señal triangular. En muchos casos este valor suele estar entre 20 y 200Hz. Cuando el ajuste es apropiado, $C_c = C_{st}$.

En el segundo paso, la tensión de excitación se disminuye a un nivel en el que la variación de la polarización es lineal con la tensión aplicada. En muchos casos es suficiente con una tensión de $1V_{pp}$. A partir de esta medida, se deriva el valor de C_{hx} .

El valor de R_{hx} se puede obtener conociendo el tiempo de conmutación. Para medir R_{hx} , la forma de onda triangular V_i es sustituida por una onda cuadrada de tensión. El ajuste del circuito de compensación no se cambia.

Takeshi Yamaguchi et al. [II-6] utilizan un circuito equivalente al propuesto por J. Fünfschilling y M. Schadt para describir la respuesta eléctrica de los dispositivos antiferroeléctricos sin umbral (TAFLC), o V-shape. En este trabajo los parámetros C_{hx} y R_{hx} son considerados dependientes de la tensión aplicada.

El análisis propuesto por T. Yamaguchi [II-6] para obtener los parámetros del dispositivo es diferente a los empleados anteriormente. La capacidad C_s se calcula, a partir de la medida de la constante dieléctrica en la capa de alineamiento a 1kHz, y de su geometría. Los parámetros del circuito R_s y C_{st} se obtienen midiendo la corriente en el dispositivo al aplicar un pulso de tensión, a una temperatura de 80°C. A esta temperatura los componentes R_{hx} y C_{hx} no tienen efecto en la dinámica del dispositivo debido a la ausencia de ferroelectricidad. Con esta información, R_s se calcula a partir del valor máximo de corriente alcanzado, I_{max} , y

el nivel de tensión aplicado, V_{pulso} . La capacidad C_{st} se determina a partir del tiempo de relajación de la corriente decreciente.

Como se ha comentado antes, para describir el comportamiento dinámico de los dispositivos V-shape, los parámetros C_{hx} y R_{hx} deben ser considerados dependientes de la tensión aplicada a la entrada. Para obtener estos parámetros, la capacidad del dispositivo es medida como una función de la tensión a una frecuencia suficientemente baja, $C_{cell}(V)$. El tipo de medida obtenida se representa en la figura II-5 [II-6].

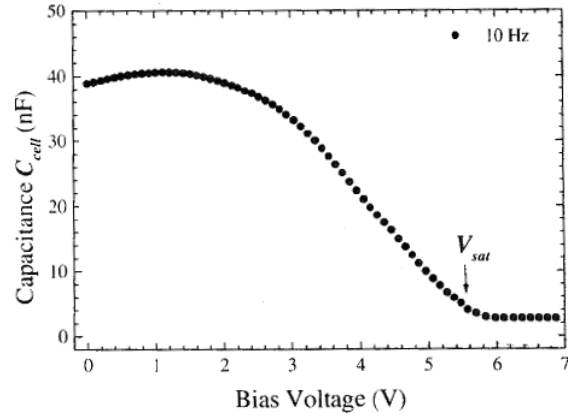


Figura II-5. Capacidad total de un dispositivo V-shape medida a baja frecuencia [II-25]

Esta capacidad incluye la capacidad C_{hx} , debida a la orientación del dipolo de polarización, junto con las capacidades estáticas C_{st} y C_s . Por lo tanto la capacidad C_{hx} para una tensión a la entrada valdrá,

$$C_{hx}(V) = C_{cell}(V) - C_s - C_{st} \quad (II,7)$$

Por simplicidad, se asume constante el parámetro R_{hx} y es determinado por comparación con la corriente medida en la fase antiferroeléctrica.

En su trabajo, Won Sang Park et. al. [II-1] encuentran que los cálculos obtenidos en los dispositivos V-shape difieren de las medidas experimentales realizadas, especialmente cuando la señal de excitación es de muy baja frecuencia, porque en la medida aparece una corriente que es incapaz de reproducir el modelo eléctrico de Takeshi Yamaguchi. Por lo tanto, propone modificar el circuito eléctrico equivalente y añadir varios componentes para simular la conductividad de la muestra de cristal líquido y la de las capas del dispositivo, (figura II-6).

Además, en este modelo se implementa de manera separada los contactos y capas de aislamiento y de alineamiento, a cada lado del cristal líquido (R_s , C_s y R_{P1}) con la justificación de que es posible que no tengan exactamente las mismas dimensiones y de esta forma poder hacer un mejor ajuste de estos componentes con los datos experimentales durante la simulación.

El circuito propuesto por Won Sang Park es el más completo de los estudiados hasta ahora porque es el que permite trabajar en un rango más amplio de frecuencias. En este capítulo se va a proponer un método alternativo para obtener los parámetros de este circuito. A diferencia de los métodos comentados previamente en los que se realizan diferentes tipos de medidas para llegar a la obtención de los CEEs, el procedimiento novedoso propuesto por el autor está basado en la realización de una única medida de la impedancia compleja del dispositivo para obtener todos los componentes de su CEE.

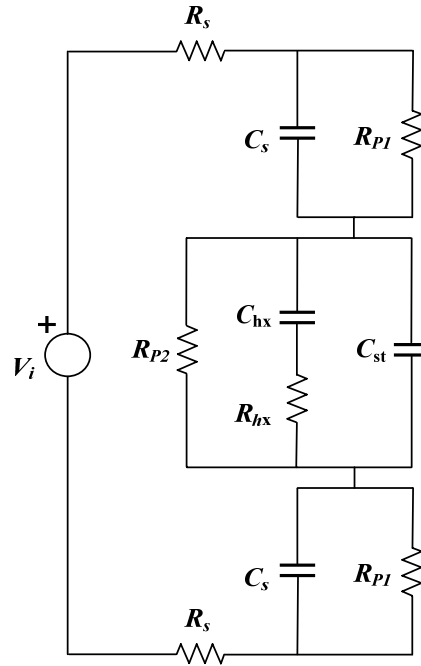


Figura II-6. Circuito propuesto por Won Sang Park et. al. para dispositivos V-shape

Por el tipo de medida en la que se va a basar la determinación de estos componentes no va a ser posible diferenciar la impedancia de cada uno de los electrodos y capas de alineamiento. Sin embargo, asumiendo como hipótesis de trabajo la razonable simetría de las células utilizadas en nuestros experimentos, el circuito se puede simplificar de la siguiente manera, figura II-7.

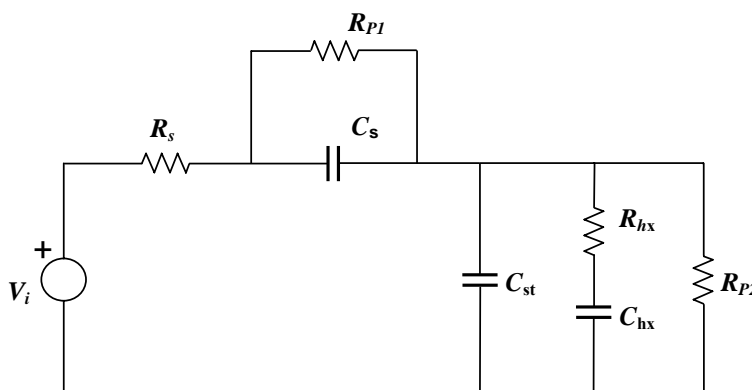


Figura II-7. Circuito eléctrico equivalente de dispositivos de CL esméctico quiral utilizado en este trabajo

Por lo tanto, el circuito de la figura II-7 será el utilizado en nuestro modelo para el caso de los dispositivos basados en CL esmécticos quirales. En general, este circuito y su análisis se

pueden hacer extensivos a otros cristales líquidos con respuesta analógica y polarización espontánea [II-2].

II.1.2. Modelos Eléctricos para Dispositivos de CL Nemático

A diferencia de los cristales líquidos esmécticos quirales, donde el mecanismo de transmisión se basa en el par generado por el acoplamiento del vector de polarización espontánea y el campo eléctrico, los cristales líquidos nemáticos son sensibles al módulo del campo eléctrico [II-7].

En estos dispositivos, al aplicarles un campo eléctrico alterno, se genera una polarización instantánea, que es función de la geometría del dispositivo, la constante dieléctrica del material y el campo eléctrico.

La carga en el dispositivo cuando alcanza el estado estacionario se puede expresar de la siguiente manera

$$Q_{cell} = C_{cell} \cdot V_{cell} \quad (II,8)$$

La expresión anterior se puede modelar mediante el circuito eléctrico de la figura II-8, constituido por elementos resistivos y capacitivos y donde cada elemento describe una característica diferente relacionada con la respuesta eléctrica.

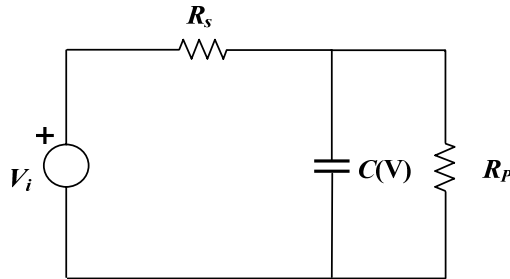


Figura II-8. Circuito eléctrico equivalente de un dispositivo de CL nemático

Dicho circuito está compuesto por una resistencia R_s , que simula la resistencia de los electrodos, del ITO y las capas de alineamiento. En serie está conectada una red RC paralelo, $C(V)$ y R_p , cuyo valor varía con la tensión aplicada al dispositivo, que modela el comportamiento del CL.

Este mismo circuito aparece publicado en numerosos documentos relacionados con el dispositivo TN y permite una interpretación física de la impedancia para un rango de frecuencias inferior a 100KHz. Este será el CEE utilizado en este trabajo para la

caracterización de los dispositivos TN, empleados en aplicaciones en este rango de frecuencias.

Existen otros modelos más complejos como los propuestos por M. R. Costa et al. [II-8]. que permite una interpretación física de la impedancia para dispositivo nemáticos entre 0.1Hz y 10MHz Este autor propone distintos CEEs para el dispositivo en función del rango de frecuencias en que se utilice (figura II-9)

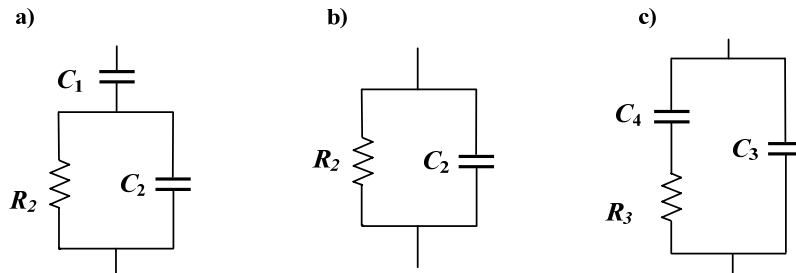


Figura II-9. Circuito equivalente para dispositivos de CL nemático en diferentes rangos de frecuencia a) bajas frecuencias b) frecuencias medias c) altas frecuencias

Los valores de los componentes en los circuitos eléctricos propuestos son calculados a partir de las medidas de la permitividad dieléctrica. En este caso se utilizan algoritmos iterativos como el de Levenberg-Marquardt para ajustar los datos obtenidos con el circuito eléctrico propuesto [II-8].

II.2 OBTENCIÓN DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE DISPOSITIVOS DE CRISTAL LÍQUIDO BASADO EN LA ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA

En este apartado se presenta el procedimiento que se ha diseñado para la obtención del circuito eléctrico equivalente de dispositivos de cristal líquido. Posteriormente se aplicará este procedimiento a la deducción del CEE de las tres tecnologías mencionadas anteriormente: TN, AFLC y V-shape.

El método propuesto está basado en la técnica de Espectroscopia de Impedancia [II-9] que consiste en la medida, en función de la frecuencia, de la impedancia compleja (módulo y fase) del dispositivo. Las medidas de impedancia se realizan en distintos estados de conmutación de la célula, obteniéndose distintos valores de impedancia, asociados con una variación en la transmisión óptica del dispositivo.

El esquema del protocolo de medida diseñado para la obtención y validación del CEE puede verse en la siguiente figura:

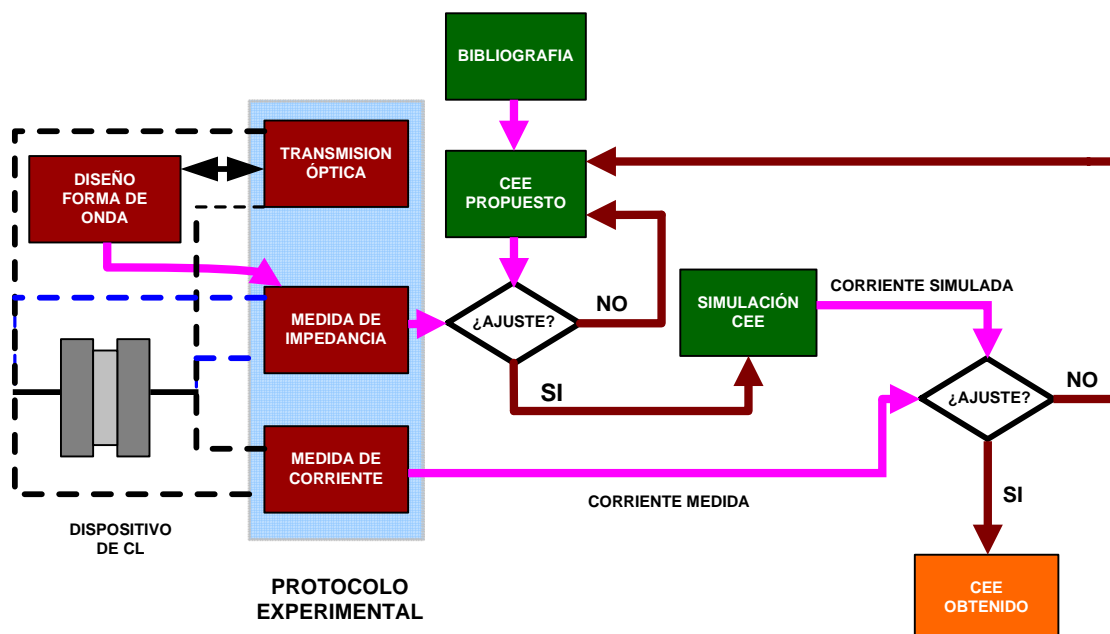


Figura II-10. Diagrama de bloques del protocolo de medida para la obtención y validación del CEE de dispositivos de cristal líquido

El primer paso consiste en diseñar una forma de onda adecuada para cada dispositivo, capaz de seleccionar un nivel de transmisión determinado que se mantenga constante durante el tiempo que dure la medida de impedancia. El analizador de impedancias será programado para generar esta forma de onda y realizar las medidas de impedancia compleja en diferentes estados de conmutación del dispositivo. Durante estas medidas se monitorizará el nivel de transmisión en el dispositivo para comprobar que permanece constante durante todo el proceso de medida.

Utilizando el CEE asociado a cada dispositivo (TN, AFLC y V-shape), a continuación se realiza un ajuste del valor de los componentes del CEE con las medidas obtenidas de impedancia compleja. Una adecuada representación de los datos unida al conocimiento del CEE será crucial para deducir algunos de estos componentes. El resto de valores de los componentes se obtienen a partir de un ajuste matemático. Pueden emplearse varios métodos para optimizar el valor de los parámetros del modelo de manera que la impedancia observada se acerque lo más posible a la del CEE utilizado. El método utilizado en este trabajo será el de ajuste por mínimos cuadrados no lineales complejos (CNLS, Complex Non-Linear Least Squares Fitting) [II-10].

Por último, una vez obtenidos los valores de los componentes del CEE se realiza una validación del mismo, esto es, la comprobación de que este circuito reproduce la misma

respuesta eléctrica temporal que el dispositivo de CL real. Como se detallará más adelante, la medida temporal de la corriente que circula por esta clase de dispositivos no es sencilla dado que, dependiendo del tamaño del dispositivo de cristal líquido y de la frecuencia de excitación, estas corrientes pueden alcanzar rangos inferiores a nanoamperios. Por este motivo, se va a utilizar un circuito especialmente diseñado para la medida de corrientes muy pequeñas.

Para la simulación de la respuesta temporal del CEE se ha utilizado un software comercial de simulación de circuitos electrónicos (*OrCAD Pspice*) para posteriormente contrastarla con la medida temporal sobre el dispositivo real.

A continuación se describirán las técnicas de caracterización y los aparatos de medida asociados, utilizados en el protocolo diseñado.

II.2.1 Diseño de Formas de Onda para la Medida de Impedancia

Antes de comenzar con la medida de impedancia es necesario realizar una caracterización electroóptica del dispositivo para diseñar las formas de onda adecuadas para obtener un nivel de transmisión constante durante el intervalo de medida. Estas formas de onda se generarán con el propio analizador de impedancias, por ello es importante conocer las características que tienen estos aparatos. Estos equipos no pueden generar cualquier forma de onda. Los analizadores comerciales como el HP4914A o el SOLARTRON 1260 [II-11, II-12] permiten aplicar un nivel de tensión continua en los terminales de medida, de amplitud y duración seleccionable por el usuario. Además existe un tiempo mínimo que necesita este dispositivo para cambiar de un pulso de tensión con un determinado nivel de tensión a otro. Por otro lado, es importante conocer el rango de frecuencia de medida de impedancia y el tiempo que necesita el analizador para realizarla.

La forma de onda diseñada se puede probar utilizando un generador de ondas programable, verificando que, durante el tiempo que se ha establecido que el sistema tome las medidas de impedancia, la transmisión en el dispositivo de CL permanece constante. Por otro lado, es importante verificar que la amplitud de la señal sinusoidal que va a utilizar el analizador de impedancia no afecta a la transmisión óptica del dispositivo. Todas estas consideraciones son muy importantes para asegurar una correcta medida de impedancia.

En los siguientes apartados describiremos brevemente tanto el montaje experimental, como la metodología de medida de la transmisión, así como el diseño de las formas de onda para los dispositivos TN, AFLC y V-SHAPE.

II.2.1.a. Montaje Experimental para la Caracterización Electroóptica Previa para el Diseño de Formas de Onda de Medida de Impedancia

El montaje experimental de caracterización electroóptica para el diseño de formas de onda de medida de impedancia es el representado en la figura II-11.

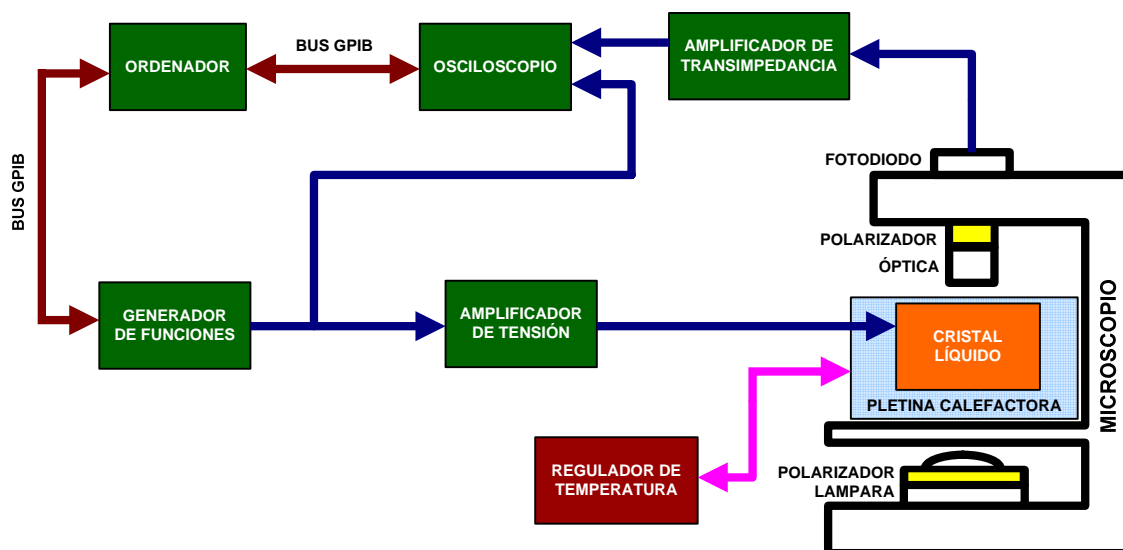


Figura II-11. Montaje experimental para la caracterización electroóptica para el diseño de formas de onda de medida de impedancia

Este montaje experimental contiene un generador de funciones modelo HP33120A y un osciloscopio digital de cuatro canales modelo LeCroy WaveRunner 6100 [II-13], ambos programables desde un ordenador con una tarjeta NI PCI-GPIB [II-14] mediante la interfaz de comunicaciones GPIB.

La amplitud de la señal proporcionada por el generador de funciones está limitada a un voltaje máximo de 20Vpp [II-15], insuficiente para saturar dispositivos de CL como los AFLC. Para aumentar el rango de la tensión de salida se ha utilizado el amplificador FLC Electronics F10A [II16], que amplifica por 10 la señal del generador.

El generador de funciones además de las formas de ondas predefinidas por el fabricante como sinusoidal, cuadrada, rampa, etc, tiene la posibilidad de generar cualquier forma de onda, y almacenarla para utilizarla en cualquier momento. El problema es que solo permite almacenar hasta cuatro formas de onda diferentes y además el diseño de las formas de onda, que se realiza a través de los controles del generador es complicado. Por ese motivo desde el entorno de desarrollo de aplicaciones VEE [II-17] (Hewlett-Packard Company, “HP-VEE”) se han creado varias interfaces gráficas para la generación de las formas de las ondas más utilizadas que necesitan ser programadas.

Dado el volumen de estas formas de onda a generar, este programa permite un ahorro en el diseño y prueba de diferentes formas de onda. En la figura II-12 se puede ver una de estas interfaces gráficas.

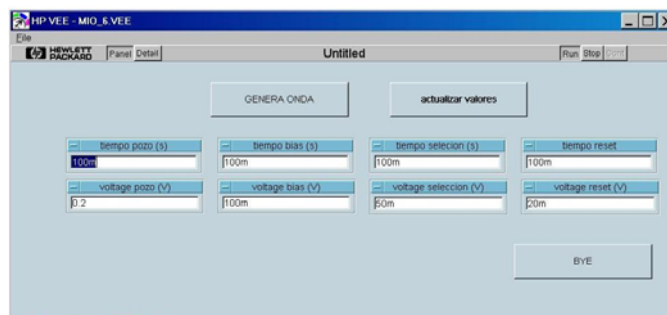


Figura II-12. Entorno gráfico implementado para la generación de funciones HP33120A

El dispositivo de CL se coloca, entre polarizadores cruzados, sobre una plataforma del microscopio de polarización (Nikon Eclipse E600) dentro de una pletina termostatzada modelo Linkam LTS-E-350 que posee su regulador de temperatura (Linkam TMS-93) para mantener la temperatura de la muestra constante durante todo el proceso de medida.

La variación de transmisión óptica es recogida por un fotodetector de área ancha de silicio modelo Hamamatsu S2387, ubicado en la parte alta del microscopio, convirtiendo la intensidad luminosa que recibe en corriente eléctrica. Un amplificador operacional en configuración de transimpedancia con ganancia variable [II-18, II-19], montado en el laboratorio, se emplea para convertir esta corriente en tensión y poder representarla en el osciloscopio. Para que la transmisión óptica recibida no dependa de la intensidad de la luz del microscopio las medidas son normalizadas. Tanto la forma de onda que excita al dispositivo de cristal líquido como el nivel de transmisión óptica son representados en el osciloscopio y almacenados en el PC en diferentes ficheros EXCEL.

Con este setup experimental se realiza un análisis del comportamiento electroóptico de los dispositivos, realizando medidas de tiempos de conmutación, niveles de transmisión y su estabilidad. En los siguientes apartados describiremos el proceso general a seguir en el diseño de una forma de onda que sea capaz de seleccionar un determinado nivel de transmisión y que se mantenga constante el tiempo necesario para tomar la medida de impedancia. Aunque en este apartado no se va a realizar la caracterización de impedancia, eso se deja para el apartado II.3, tenemos que adelantar algunos datos que son fundamentales relacionados con el analizador SOLARTRON 1260. La forma de onda que se va a diseñar tiene que tener en cuenta el tiempo que necesita el analizador de impedancias para tomar medidas. Este tiempo estará en función del número de puntos que se quiere tomar por década, el número de décadas empleados, el número de muestras promediadas y del tiempo de integración para cada medida.

La figura II-13 resume estas características. Estos datos se han obtenido de forma experimental, ya que el fabricante no proporciona esta información en el manual del dispositivo.

Por otro lado, debido al efecto memoria que aparece en la transmisión de los dispositivos AFLC y V-SHAPE (la transmisión óptica para un determinado nivel de gris se ve influenciada por el nivel de transmisión anterior), la forma de onda de excitación va a ser muy diferente a la empleada en los dispositivos TN.

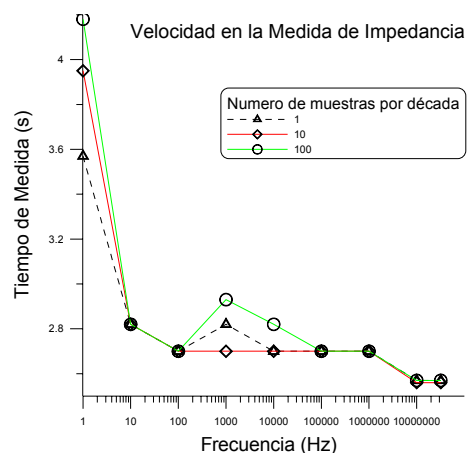


Figura II-13. Características del analizador Solartron 1260

II.2.1.b Diseño de Formas de Onda para la Medida de Impedancia en Dispositivos AFLC y V-Shape

El grupo de Cristales Líquidos de la Universidad Politécnica de Madrid, dirigido por el profesor José Manuel Otón, ha definido una serie de ondas para controlar los niveles de transmisión en dispositivos AFLC y V-Shape [II-20, II-21]. En este trabajo se han probado algunas de estas formas de onda, adaptadas a los tiempos necesarios para la realización de la medida de impedancia. La forma de onda más sencilla es de tipo excitación periódica, como la de la figura II-14, compuesta por pulsos de selección con diferentes niveles de tensión, según el nivel de transmisión que se quiera seleccionar, compensada en DC y con un tramo intermedio de reset (cero voltios) para borrar la información del pulso de selección anterior.

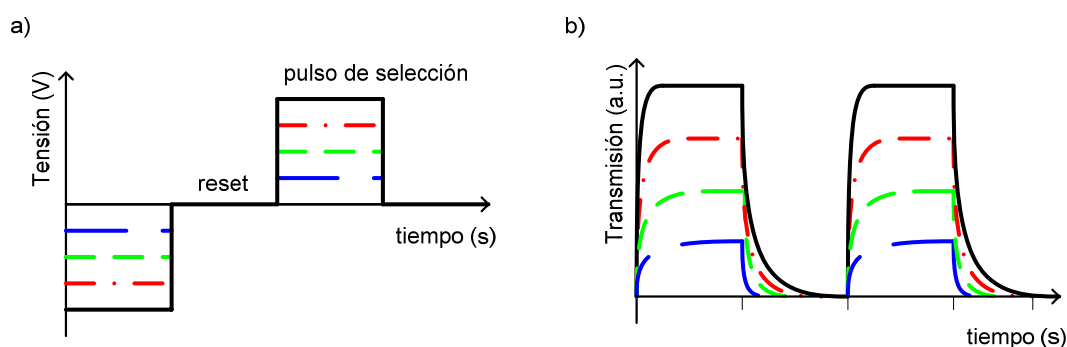


Figura II-14. Forma de onda básica con borrado por relajación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC y V-shape (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)

Esta forma de onda se ha probado en el laboratorio, teniendo en cuenta los tiempos necesarios para realizar las medidas con el analizador de impedancias y los tiempos de

conmutación y de relajación del dispositivo de CL. En los dispositivos AFLC y V-shape el tiempo que tarda la transmisión en estabilizarse y volver al estado de relajación, es de algunas decenas de microsegundos. En cambio, el analizador SOLARTRON 1260, para tomar 55 medidas de impedancia en el rango de frecuencias seleccionado en este trabajo (entre 5Hz y 1MHz) para realizar la caracterización necesita 6 minutos, figura II-15.

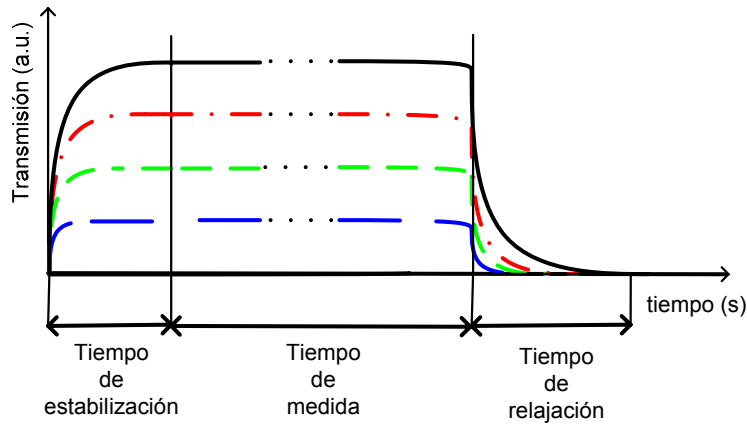


Figura II-15. Transmisión en dispositivos AFLC y V-shape aplicando la forma de onda básica con borrado por relajación

Utilizando esta forma de onda, se ha comprobado experimentalmente que la transmisión de los dispositivos no se mantiene constante debido a la larga duración del período de la señal.

Para dar solución a este problema se prueba una nueva forma de onda sustituyendo el tiempo de reset por un pulso saturación y de signo contrario al del siguiente pulso de selección [II-20]. Obviamente, compensada en DC para evitar la acumulación de cargas en el dispositivo, figura II-16.

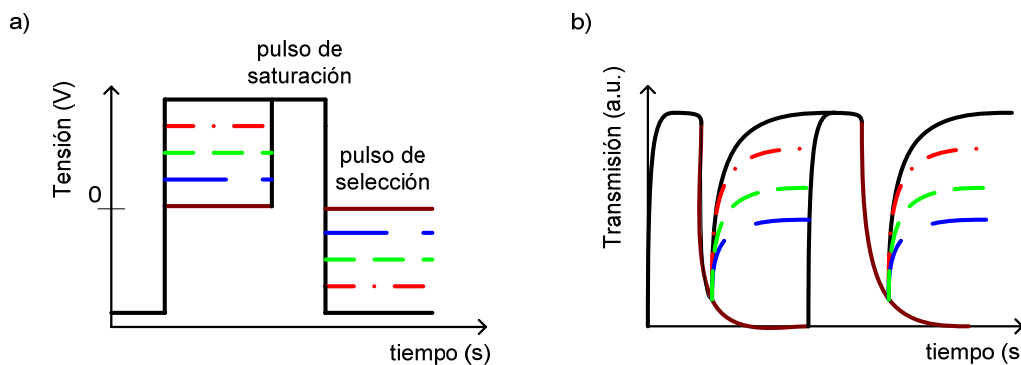


Figura II-16. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC y V-shape (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)

El estado de partida es el estado saturado, que equivale al nivel más claro en la transmisión. La selección de la transmisión se consigue aplicando un pulso de polaridad inversa y con diferentes niveles de amplitud seleccionados por el usuario. En comparación con la forma de

onda anterior, el pulso de saturación hace que se retrase el tiempo de estabilización de la transmisión, aunque sigue siendo despreciable en comparación con la duración del tiempo de medida que necesita el analizador. Para calcular el periodo de la señal, figura II-17, se ha seguido un procedimiento parecido al utilizado en la forma de onda anterior. Hay que conocer: el tiempo que tarda la transmisión en saturarse, el tiempo que tarda la transmisión en estabilizarse (en el peor de los casos) y el tiempo que necesita el analizador en tomar las medidas de impedancia en un rango determinado de frecuencias.

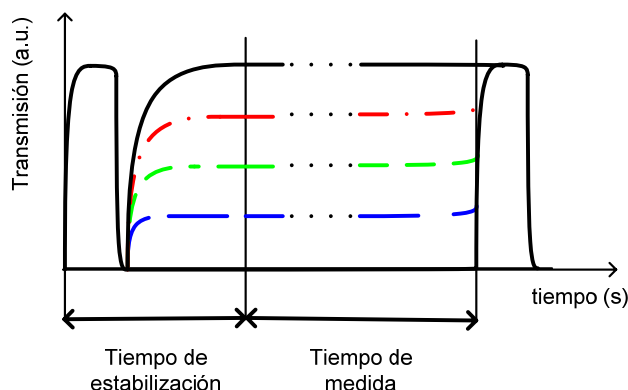


Figura II-17. Transmisión en dispositivos AFLC y V-shape aplicando la forma de onda con borrado por saturación

Esta forma de onda se ha probado en el laboratorio y en este caso se han obtenido niveles de transmisión estables tanto en los dispositivos AFLC como V-shape. Para entender mejor como funciona la evolución de la transmisión óptica en funcionamiento dinámico se puede representar intuitivamente sobre la curva de respuesta electroóptica a baja frecuencia en el caso de los dispositivos AFLC, figura II-18.

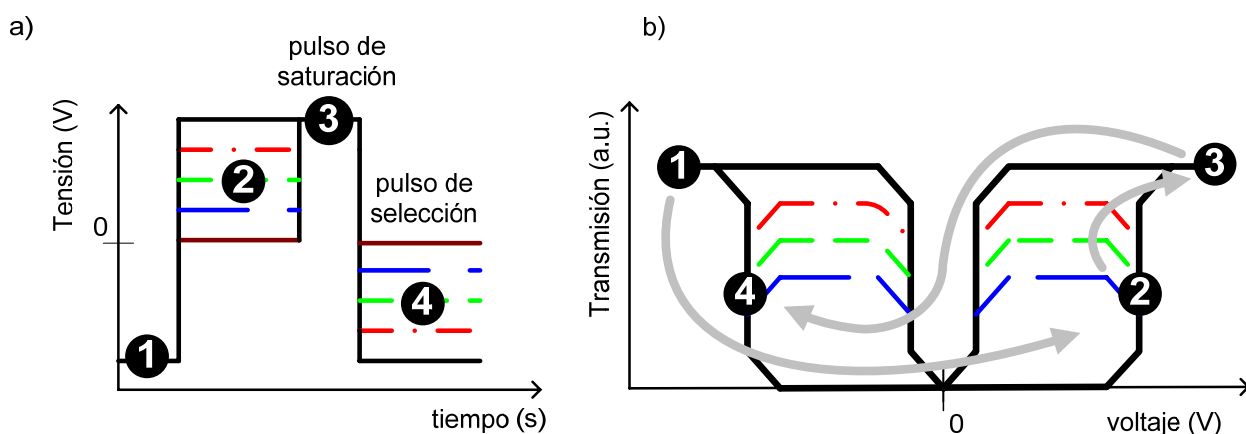


Figura II-18. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC (a) y su relación con la evolución de la transmisión del dispositivo a baja frecuencia (b)

Con el pulso de saturación negativo como estado de partida, nos desplazamos al nivel de transmisión máximo (nivel más claro) en el lóbulo negativo de la histéresis óptica (1). La selección del nivel de transmisión (2) se consigue aplicando un pulso de selección positivo. A continuación con el pulso de saturación positivo nos desplazamos al nivel de transmisión máximo en el lóbulo positivo (3) y con el nivel del pulso de selección negativo nos desplazamos al nivel de transmisión deseado en el lóbulo negativo (4). De esta forma se selecciona el nivel de transmisión desplazándonos por las ramas externas y relajando el material por las ramas internas del ciclo de histéresis. Por lo tanto, en el caso de los dispositivos con histéresis óptica, para obtener los valores de la impedancia en los niveles de transmisión de los dos lóbulos de la histéresis es necesario realizar medidas también con pulsos de saturación de la misma polaridad que el siguiente pulso de selección (ramas internas de la histéresis), figura II-19.

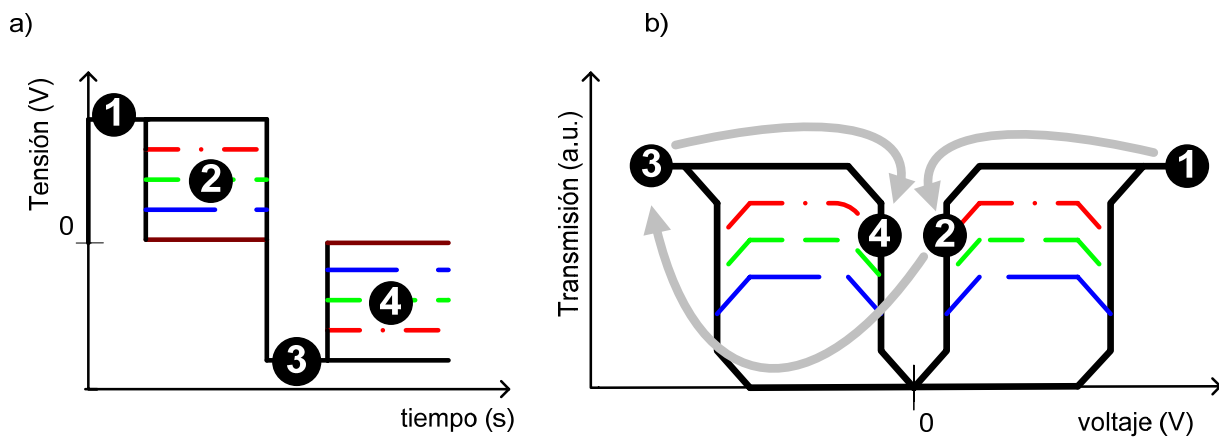


Figura II-19. Forma de onda con borrado por saturación para obtener niveles de transmisión estables en dispositivos AFLC en las ramas internas (a) y su relación con la evolución de la transmisión del dispositivo a baja frecuencia (b)

Durante este trabajo se han ensayado otras de formas de onda, algunas de diseño propio y la mayoría propuestas por el Grupo de Cristales Líquidos de la Universidad Politécnica de Madrid [II-20, II-22, II-23], resultando la forma de onda de borrado por saturación que acaba de mencionarse la más adecuada para realizar las medidas de impedancia.

II.2.1.c Diseño de Formas de Onda Para la Medida de Impedancia en Dispositivos Nemático Torsionados

En los dispositivos TN la transmisión óptica varía en función de la tensión eficaz aplicada al dispositivo [II-24]. Para realizar la medida de impedancia, inicialmente se ha utilizado una forma de onda compuesta de un pulso de tensión de amplitud variable y un nivel de cero voltios para que el dispositivo relaje de manera natural, figura II-20.

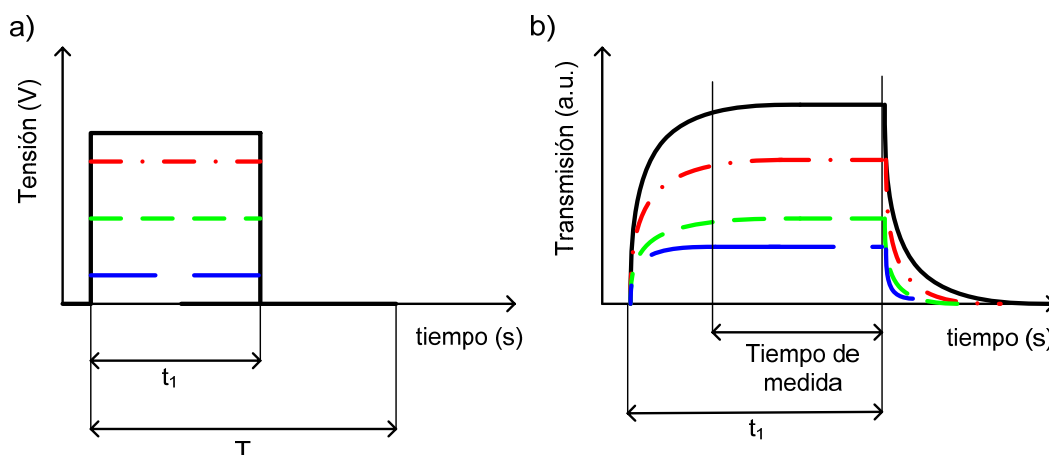


Figura II-20. Forma de onda propuesta para realizar la medida de impedancia en los dispositivos TN (a) y sus efectos en la transmisión del dispositivo (b)

Para calcular el tiempo de pulso de esta forma de onda t_1 , hay que conocer el tiempo que tarda la transmisión seleccionada en estabilizarse (utilizar el peor caso) y el tiempo que hay que mantenerla estable para que el analizador pueda tomar la medida de impedancia en un determinado rango de frecuencias.

Pero experimentalmente se ha comprobado que el nivel de transmisión no se mantiene estable si se utiliza un intervalo de medida grande. Se han ensayado multitud de formas de onda [II-20, II-21, II-25] pero sin ningún resultado. Por este motivo, se puede utilizar la forma de onda de la figura II-20 para tomar medidas de impedancia, con el analizador, para un rango de frecuencias entre 100Hz y 1MHz. Para medidas por debajo de esta frecuencia, la medida de impedancia, para este dispositivo, se realiza sin ningún voltaje de continua. Además, como veremos en el aparatado referido a la obtención del circuito equivalente, esta medida es suficiente para identificar la mayor parte de los componentes del circuito equivalente.

II.2.2 Medida de Impedancia

El uso de los circuitos de medida de impedancia compleja [II-26, II-27, II-28, II-29] está muy extendido ya que permiten la medida de las propiedades de un material sin afectar a los procesos que se originan dentro del mismo. El montaje experimental utilizado en este trabajo para realizar la medida de impedancia es el representado en la figura II-21.

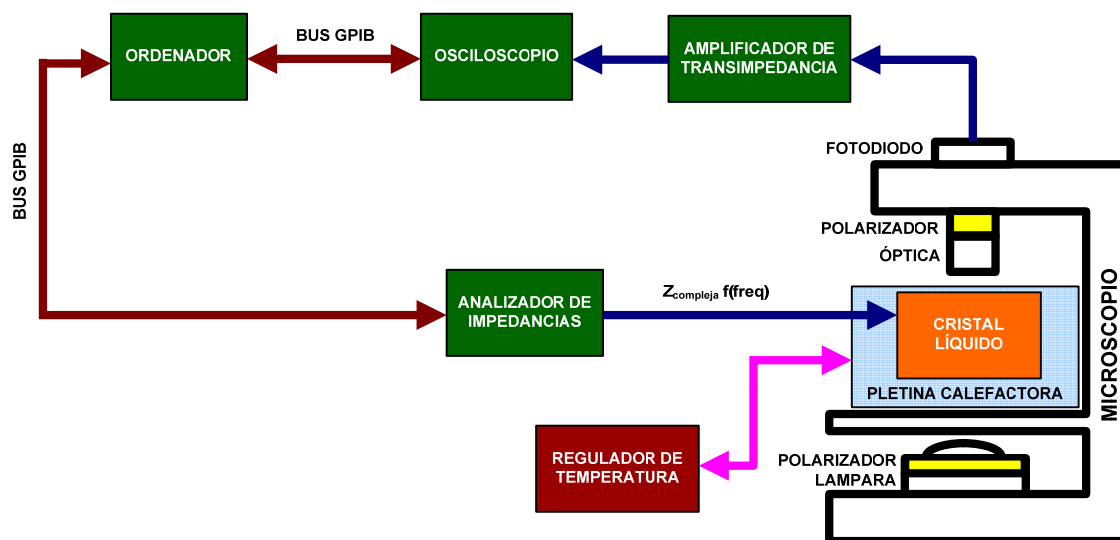


Figura II-21. Montaje experimental para la medida de impedancia

El montaje de medida incluye un analizador de impedancia Solartron 1260 y un osciloscopio digital, conectado mediante la interfaz GPIB a un ordenador. El analizador de impedancias Solartron 1260 cubre la gama de frecuencia $10\mu\text{Hz}$ - 32MHz . Las medidas pueden efectuarse con una tensión sinusoidal cuya amplitud es variable entre 0V y 3V para un rango de frecuencias inferior a 10MHz [II-12]. También puede aplicarse a la muestra una tensión continua, tensión de bias, con la posibilidad de poder generar cualquier forma de onda discreta. El rango se extiende desde los -40.95V hasta + 40.95V con una corriente máxima de $\pm 100\text{mA}$. El rango de la impedancia de medida es de $10\text{m}\Omega$ a $100\text{M}\Omega$ con una resolución de 5 dígitos.

Desde un ordenador y utilizando el software proporcionado por Solartron, ZPLOT, es posible automatizar cualquier experimento para medir la impedancia utilizando diferentes barridos en frecuencia [II-30]. Previamente hay que configurar algunas opciones como: tensión de bias, amplitud de la señal sinusoidal con la que se realiza la medida, el rango de frecuencias y el número de medidas por muestra. Este software tiene la opción de almacenar y recuperar las configuraciones de los experimentos y de diseñar una batería de medidas, ejecutando varias configuraciones de manera secuencial.

También permite examinar los datos medidos en la pantalla del ordenador en tiempo real mientras se realiza el experimento, para ello se emplea el software ZVIEW. Las medidas de impedancia son almacenadas en tantos archivos como configuraciones de experimentos se han ejecutado.

Este software también permite comparar la impedancia de varios modelos eléctricos propuestos por el fabricante con los datos obtenidos en la medida. Incluye un editor gráfico que se utiliza para que se puedan construir otros modelos. El programa cuenta con una herramienta que intenta ajustar la medida de impedancia variando convenientemente los parámetros de los componentes del circuito propuesto. Para una descripción más detallada sobre el ajuste que hace el programa se puede consultar el documento [II-30].

Antes de comenzar la medida de impedancia, para validar las medidas simultáneamente se visualiza la transmisión óptica. El dispositivo de cristal líquido debe estar colocado adecuadamente sobre la plataforma del microscopio de polarización, dentro de una pletina termostatzada. La variación de transmisión óptica es recogida por un fotodetector, ubicado en la parte alta del microscopio. Un amplificador operacional en configuración de transimpedancia con ganancia variable, se emplea para convertir la corriente generada por el fotodetector en tensión y poder representarlo en un osciloscopio. Aunque la caracterización óptica se realizó en el apartado anterior, de esta forma se comprueba si la transmisión permanece constante durante el tiempo que el analizador realiza la medida.

Una vez diseñada la forma de onda con el programa ZPLOT y puesto en marcha el experimento, el ordenador capturará, y almacenará la medida de impedancia junto con el nivel de transmisión óptica, para cada forma de onda, representándose en tiempo real el nivel de transmisión óptica en el osciloscopio y la medida de impedancia en el ordenador.

II.2.3 Medida de Corriente

Para validar el CEE obtenido a partir de la medida de impedancia, se realizará la medida experimental de la corriente que circula por el dispositivo de CL para diferentes señales de tensión aplicadas entre sus terminales. Esta medida será comparada con la corriente simulada para el CEE con un software comercial de simulación de circuitos electrónicos (Orcad-Pspice).

En la figura II-22 se representa un circuito muy simple para la medida de la corriente que circula por el dispositivo de cristal líquido. La tensión de salida, V_{sal} , es la proporcionada por el divisor de tensión formado por el dispositivo de cristal líquido y la resistencia R .

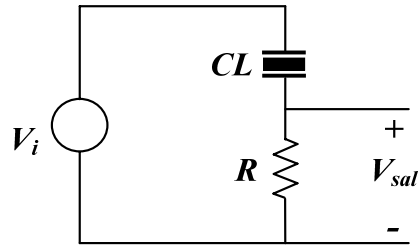


Figura II-22. Circuito básico para la medida de corriente

El principal inconveniente de este circuito, debido a que las corrientes medidas en estos dispositivos son muy bajas, es que el nivel de ruido enmascara la señal que se quiere medir.

Una versión activa de este circuito disminuye el error cometido al conectar en serie una resistencia de medida, además de amplificar la corriente, figura II-23.

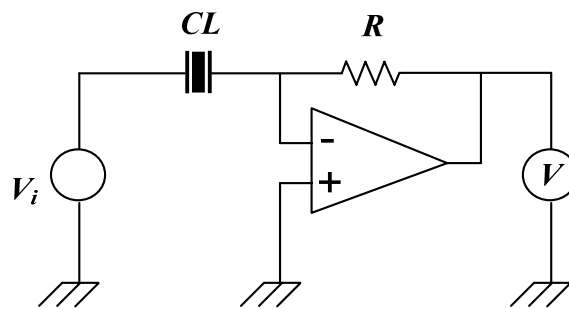


Figura II-23. Convertidor corriente tensión (amplificador de transimpedancia) para la medida de corriente

En este circuito, la corriente que circula a través del dispositivo de CL será la misma que circula a través de la resistencia R . Al ser la corriente de medida tan débil es necesario emplear un amplificador operacional con una alta impedancia y muy baja corriente de entrada. Este tipo de circuitos se denominan genéricamente amplificadores electrométricos y se caracterizan por poseer una resistencia de entrada superior a $1\text{T}\Omega$ y una corriente de entrada inferior a 1pA con bajas derivas [II-19]. Éste será el esquema del circuito montado en el laboratorio para realizar la medida de corrientes de este trabajo.

II.2.3.a Montaje Experimental para la Medida de Corriente

Para realizar la medida de corriente que circula por la célula de cristal líquido se ha utilizado el montaje experimental de la siguiente figura:

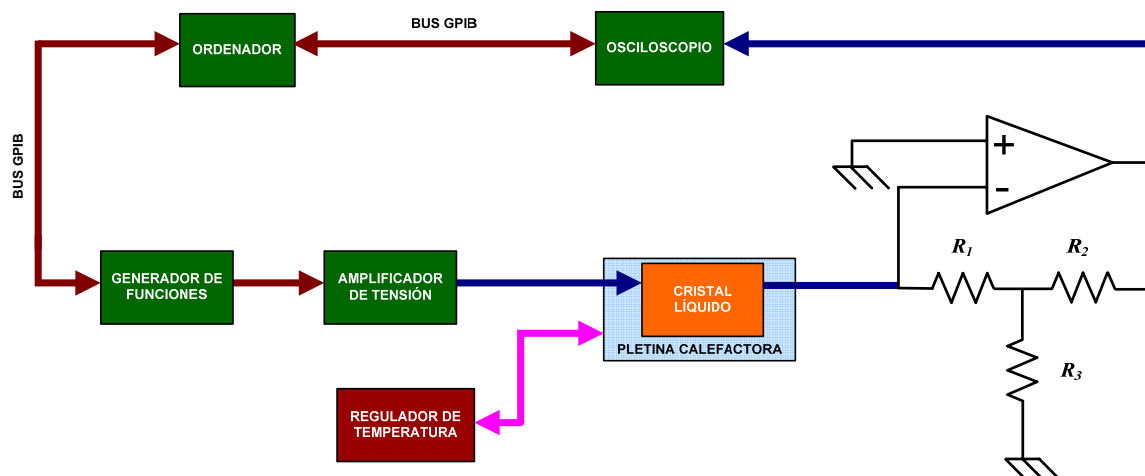


Figura II-24. Montaje experimental para la medida de corriente

Este montaje incluye un generador de funciones y un osciloscopio digital, ambos programables desde un ordenador mediante un bus de comunicaciones GPIB. De esta manera, los experimentos se gestionan desde el ordenador.

La amplitud de la señal que suministra el generador de funciones está limitada a una tensión máxima de $20V_{pp}$, insuficiente para saturar dispositivos como los AFLC. Para aumentar esta tensión se conecta a la salida del generador el amplificador F10A que aumenta el voltaje multiplicando por 10 la señal del generador.

La célula de cristal líquido se coloca dentro de la pletina termostatzada (Linkam LTS-E-350) que posee su propio regulador de temperatura (Linkam TMS-93). Dependiendo del tamaño de la muestra y de la frecuencia de la señal de excitación, la corriente que circula por el dispositivo de cristal líquido está en el rango de microamperios, nanoamperios e incluso picoamperios [II-31, II-32]. Amplificar esta corriente para posteriormente representarla en el osciloscopio no es trivial. Existen amplificadores de corriente comerciales como el Keithley 428, que posee diferentes ganancias ajustables hasta $10^{11}V/A$ que permiten medidas de corriente fiables en impedancias elevadas. Pero al no disponer de ninguno de estos aparatos, se ha optado por el diseño de un amplificador de corriente con ganancia ajustable.

Cuando se trata de amplificar corrientes débiles procedentes de un dispositivo de alta impedancia, la aplicación de un amplificador electrométrico es inmediata. Para acondicionar la señal del dispositivo se puede conectar directamente a un amplificador en configuración de transimpedancia tomando las precauciones relativas a las resistencias, a los aislamientos y al cableado.

El amplificador operacional utilizado es el OPA 129 [II-33]. Este dispositivo dispone de una guarda que consiste en una zona conductora que rodea totalmente el terminal a proteger y que se conecta a un potencial próximo al de éste. Las guardas evitan las caídas de tensión en los aislantes, actúan como blindaje y reducen la capacidad de la línea de entrada. En el montaje se ha tomado la precaución de disponer el amplificador lo más cerca posible del dispositivo sobre el que se realiza la medida de corriente para minimizar las corrientes de fugas, el ruido captado y la carga capacitiva. También se ha tomado especial cuidado en los cables de conexión, empleándose cables rígidos con malla conectada a la guarda.

Para reducir el valor de la resistencia amplificadora y minimizar el efecto del ruido térmico, se ha utilizado en la realimentación del amplificador de transimpedancia una red en T, figura II-25.

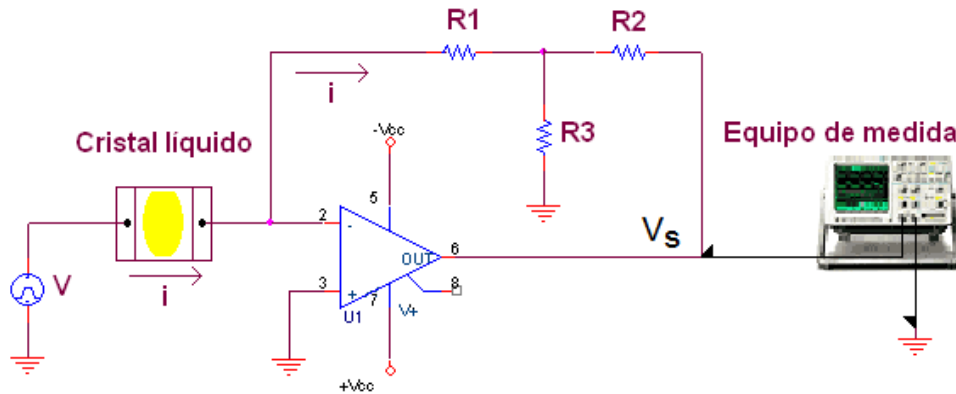


Figura II-25. Amplificador de transimpedancia montado en el laboratorio para la medida de corriente

La ganancia de este circuito viene dada por la siguiente expresión:

$$G = \frac{V_s}{i} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_3} + R_1 + R_2 \quad (\text{II},9)$$

El valor de las resistencias de la red T se debe elegir haciendo un compromiso entre la ganancia del amplificador y su ancho de banda.

Otro dato a tener en cuenta en este montaje es la tensión de offset a la entrada del amplificador operacional, que puede llegar a saturar el nivel de salida. A continuación se muestra la expresión de la tensión de salida del amplificador operacional, V_s , en función de la corriente que se desea medir, i , y la tensión de offset, V_o . Para simplificar el análisis se ha hecho que $R_1 = R_2 = R$

$$V_s = i_{TOTAL} \cdot R \cdot \left(2 + \frac{R}{R_3} \right) + V_o \cdot \left(\frac{R}{R_3} + 1 \right) \quad (\text{II},10)$$

Si R_3 es pequeño, la expresión anterior da valores altos. Si la tensión de offset se multiplica por este valor y se suma al otro término, puede hacer saturar al amplificador operacional, debido a que los dos términos son amplificados y son del mismo orden. En el caso del amplificador OPA129, la tensión de offset puede llegar a valer hasta 2.2mV. Para facilitar este proceso se ha realizado un programa en (MATLAB) que calcula los valores de resistencias más óptimos teniendo en cuenta el ancho de banda del circuito y la tensión de offset del amplificador operacional.

Un gran ancho de banda produce un mayor ruido. Por este motivo puede ser conveniente poner un condensador en paralelo a una de las resistencias (R_1) de la red en T que limite la este ancho de banda. La frecuencia de corte superior vendrá dada por la siguiente expresión:

$$f_{Hf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} \quad (\text{II, 11})$$

Una vez escogidas las resistencias adecuadas, la expresión que proporciona la corriente que circula por la célula de cristal líquido, a partir de las medidas de tensión tomadas a la salida del amplificador operacional, V_s , es:

$$i = V_s \cdot \frac{R_3 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot C)}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3 + j \cdot \omega \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C} \quad (\text{II, 12})$$

La señal de excitación seleccionada en el generador de funciones y la corriente que circula por la célula son representadas en el osciloscopio y almacenadas en diferentes ficheros EXCEL para la validación de las simulaciones del CEE.

II.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS EN DIFERENTES TIPOS DE DISPOSITIVOS DE CL

II.3.1. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos V-Shape

Una vez definido el protocolo experimental de caracterización, se procede al modelado del comportamiento eléctrico de los dispositivos V-shape. A continuación se probará la viabilidad del uso del protocolo utilizando una muestra de CL de 1.5µm de espesor, con un área de electrodo de 1x1 cm². El material esméctico quiral empleado fue el 2012, suministrado por la Universidad Militar de Varsovia. Posee de una capa de alineamiento compuesta por el material RN 1199 (con una concentración del 2%) más un frotado por Nylon.

II.3.1.1. Medidas de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos V-Shape

El primer paso consiste en generar una forma de onda que seleccione los distintos estados de conmutación, figura II-26. Esta forma de onda, analizada en el apartado II.2.1, esta compuesta por un pulso de saturación, seguido por un pulso de selección. La forma de onda se invierte a continuación para conseguir la compensación DC de la tensión total aplicada a la célula.

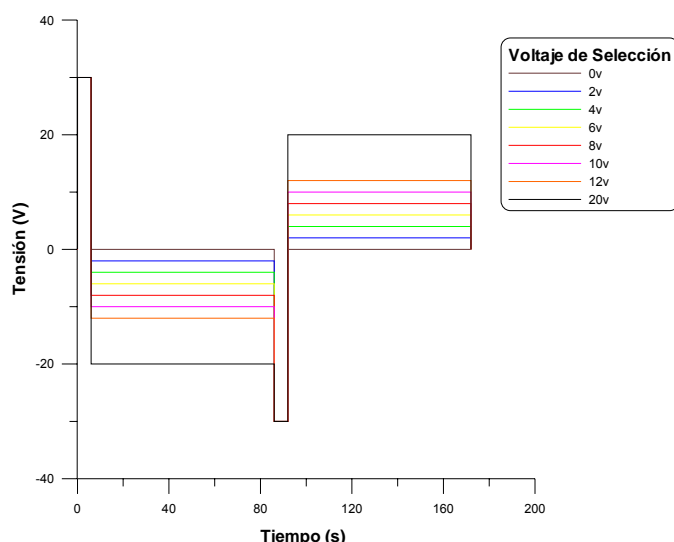


Figura II-26. Forma de onda generada para la medida de diferentes niveles de transmisión en un dispositivo V-shape

El tiempo que dura el pulso de saturación, está limitado por el analizador de impedancias SOLARTRON 1260, que no permite que sea inferior a 6 segundos. Su amplitud depende de las limitaciones físicas del dispositivo, en este caso se alcanza la saturación óptica del dispositivo a partir de 30 voltios. Por otro lado, la duración del pulso de selección debe ser suficientemente grande para que la transmisión se estabilice y el analizador de impedancias pueda tomar medidas en un rango concreto de frecuencias.

El tiempo que tarda la transmisión en estabilizarse no es constante, y el peor caso se encuentra cuando la señal eléctrica hace que el material ópticamente tiende a relajarse. Este parámetro está ligado con la viscosidad rotacional del CL, la polarización espontánea P y el campo eléctrico externo E [II-5]. En este caso el tiempo de estabilización se ha obtenido experimentalmente aplicando un pulso igual al de saturación y se ha obtenido que el tiempo de relajación es de 30 segundos para una temperatura de 25°C.

Para probar que el modelo que se desea obtener puede ser válido en un amplio rango de frecuencias, es necesario trabajar con un rango de frecuencias muy dinámico, de un mínimo de 6-7 décadas, con un límite inferior sumamente bajo. Esto obliga a ensayos de larga

duración que va a poner en peligro el tiempo de vida de la muestra. En este caso la frecuencia mínima no puede ser menor de 5Hz, debido a que el analizador SOLARTRON 1260 no asegura que la medida de impedancia sea correcta por debajo de esa frecuencia cuando se generan niveles de DC muy altos [II-30]. Por otro lado medir por arriba de 1MHz es innecesario ya que la medida de impedancia para cualquier voltaje de selección es siempre la misma. El tiempo que tarda el analizador en tomar medidas de impedancia en un rango entre 5Hz y 1MHz depende del número de medidas por década, en este caso utilizando 5 por década tarda 50 segundos.

Para buscar los voltajes de selección más adecuados se han utilizado diferentes valores discretos de tensión, realizando un barrido entre 0 y un valor muy cercano al voltaje de saturación, en este caso de 20 voltios. En la figura II-27a y II-27b, se representa respectivamente la medida de transmisión que generan los diferentes niveles de tensión positivos y negativos de selección.

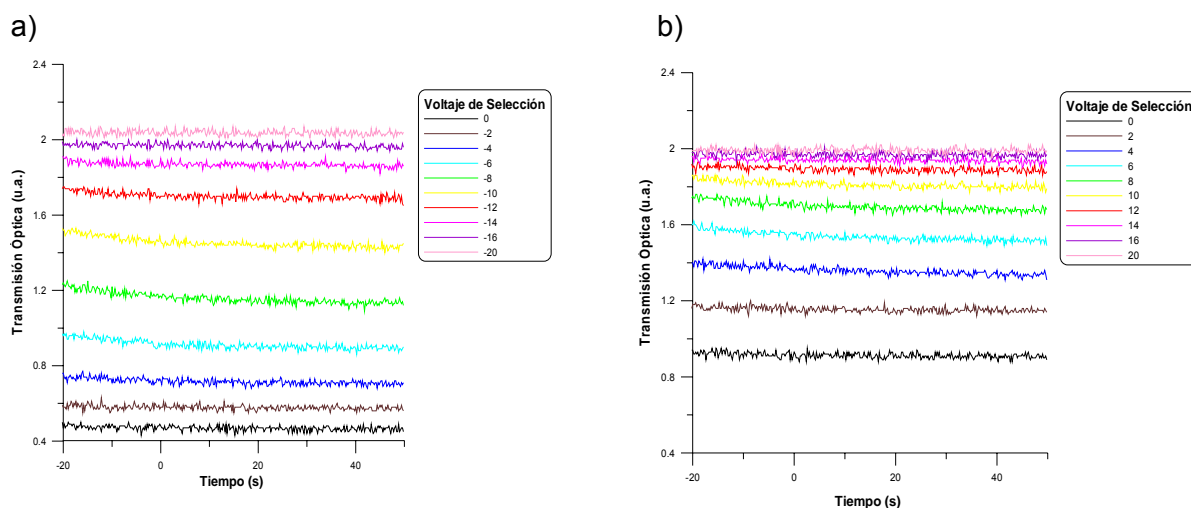


Figura II-27. Niveles de transmisión intermedios del dispositivo V-shape a) exterior izquierda b) exterior derecha

Ambas medidas reflejan que el modo en el que responde ópticamente el cristal líquido a las señales eléctricas es diferente para voltajes idénticos, esto es debido a que el cero de la transmisión está desplazado hacia la izquierda respecto al cero de tensión. Uno de los factores que condiciona el valor de los niveles de tensión en la forma de onda es debido al tipo de alineamiento. El fuerte anclaje como el del material RN 1199 aumenta la tensión de saturación necesaria. Sin embargo como contrapartida, con este anclaje se mejora el contraste de forma manifiesta. Por otro lado la frecuencia de la señal empleada ($\cong 5\text{mHz}$) induce la aparición de una histéresis óptica, para analizar la forma de la histéresis se ha utilizado la señal de la figura II-28. Esta forma de onda es muy parecida a la anterior y difiere en que cambia el “sentido” en el que se realiza la conmutación óptica, esto se consigue

haciendo que, en cada semiperíodo, el pulso de selección sea de igual signo que el de saturación.

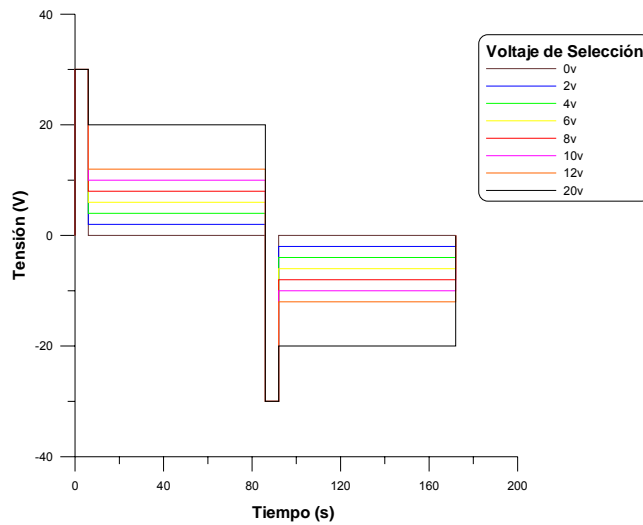


Figura II-28. Forma de onda generada para la medida de diferentes niveles de transmisión en dispositivo V-shape

En la figura II-29 se representa la respuesta óptica que generan los diferentes niveles de tensión positivos y negativos.

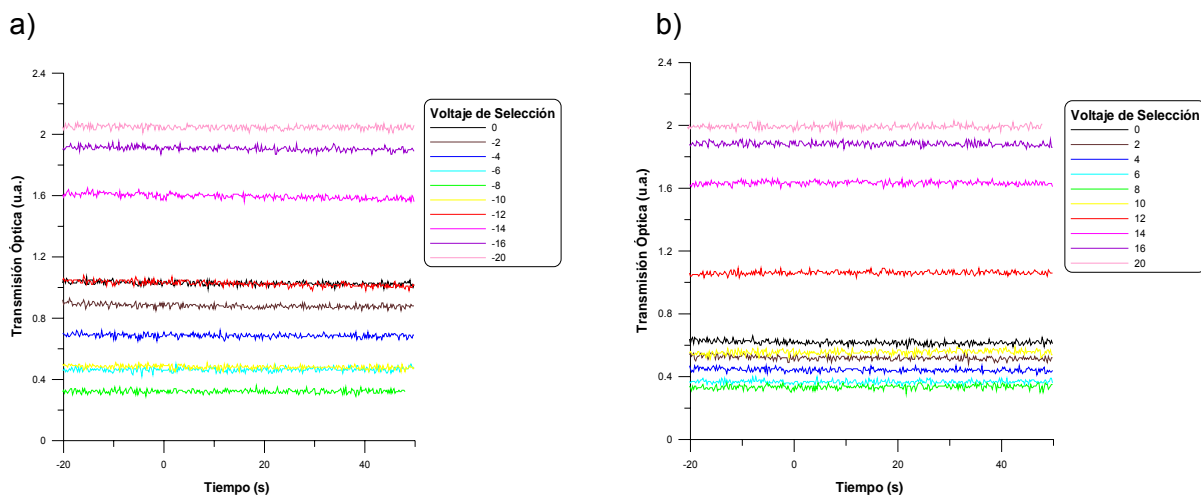


Figura II-29. Niveles de transmisión intermedios en V-shape a) interior izquierda b) interior derecha

De forma orientativa se puede representar el perfil de la transmisión óptica frente a las tensiones de selección, figura II-30. Debido a la histéresis óptica del dispositivo, estas formas de onda dan “origen” a cuatro zonas de la caracterización óptica de la muestra. Para esta frecuencia la respuesta tiene una forma de W anómala, es decir, para tensiones crecientes evoluciona por la rama interior y para decrecientes por la exterior. Este efecto se atribuye a la acumulación de cargas fijas en la superficie y libres en el CL dando lugar a

campos de signo contrario al externo [II-21]. Por otro lado, el tipo de alineamiento determina el ensanchamiento más o menos rápido con la frecuencia.

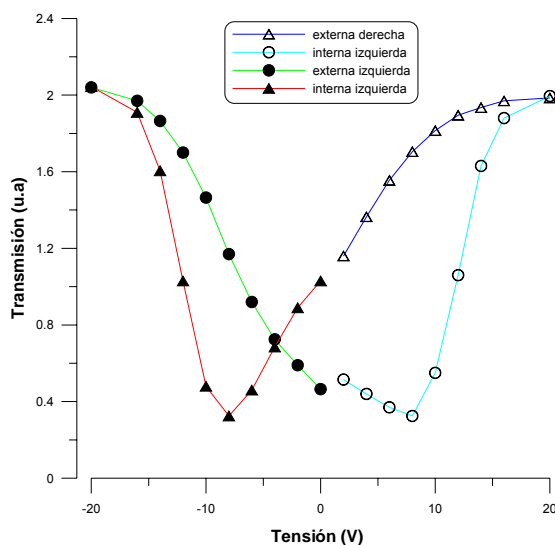


Figura II-30. Niveles de transmisión de las cuatro tramas generadas en función de la tensión aplicada en dispositivo V-shape

De esta gráfica, se puede deducir que el material comienza a saturar a $20V_p$, por otro lado, en esta representación se ve más claramente como la transmisión está desplazada hacia la izquierda. Para que el circuito eléctrico equivalente modele el comportamiento del dispositivo real se van a tomar medidas de impedancia en las ramas interiores y exteriores de ambos lóbulos.

En la figura II-31 y II-32 se presentan las medidas de impedancia, en módulo y fase. Estas medidas se han tomado utilizando la técnica de Espectroscopía de Impedancia descrita en el apartado II-2.2. Generando las dos formas de onda anteriormente explicadas en el analizador, el ensayo de Espectroscopia de Impedancia se realizó mediante la imposición de un potencial eléctrico sinusoidal, con una amplitud de 50mV, y con un barrido desde 5Hz hasta 1MHz, durante el tiempo que dura el pulso de selección.

Las medidas obtenidas se dividen en cuatro zonas, según el signo y el sentido creciente o decreciente de la tensión de selección, $V_{SELECCIÓN}$, aplicada para elegir distintos niveles de transmisión (estados de conmutación) del dispositivo:

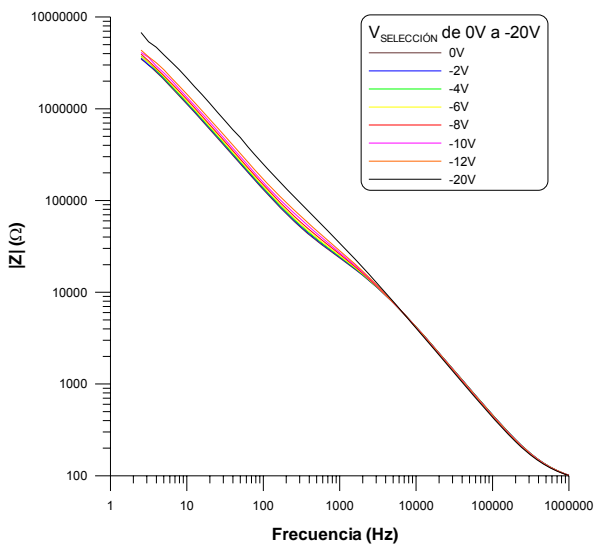
A) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de -20 a 0V

B) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de 20 a 0V

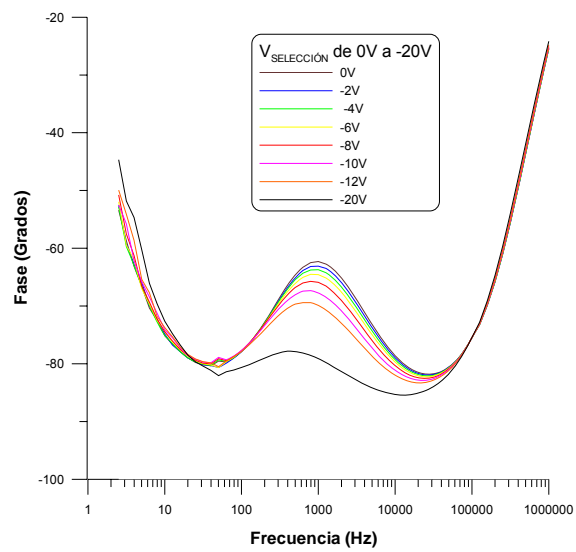
C) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de 0 a -20V

D) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de 0 a 20V

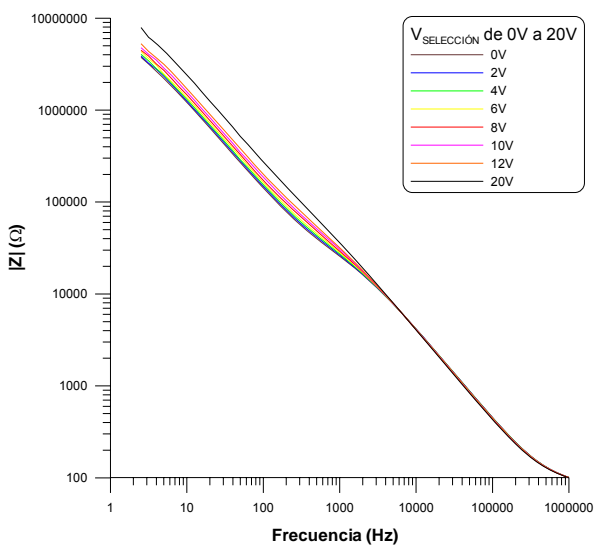
$|Z|$ en la zona A)



Fase en la zona A)



$|Z|$ en la zona B)



Fase en la zona B)

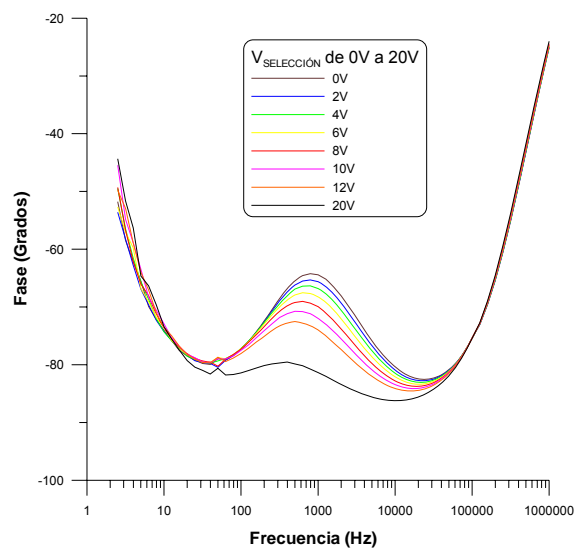


Figura II-31. Medidas de impedancia, en módulo y fase en las zonas A) y B) para dispositivo V-shape

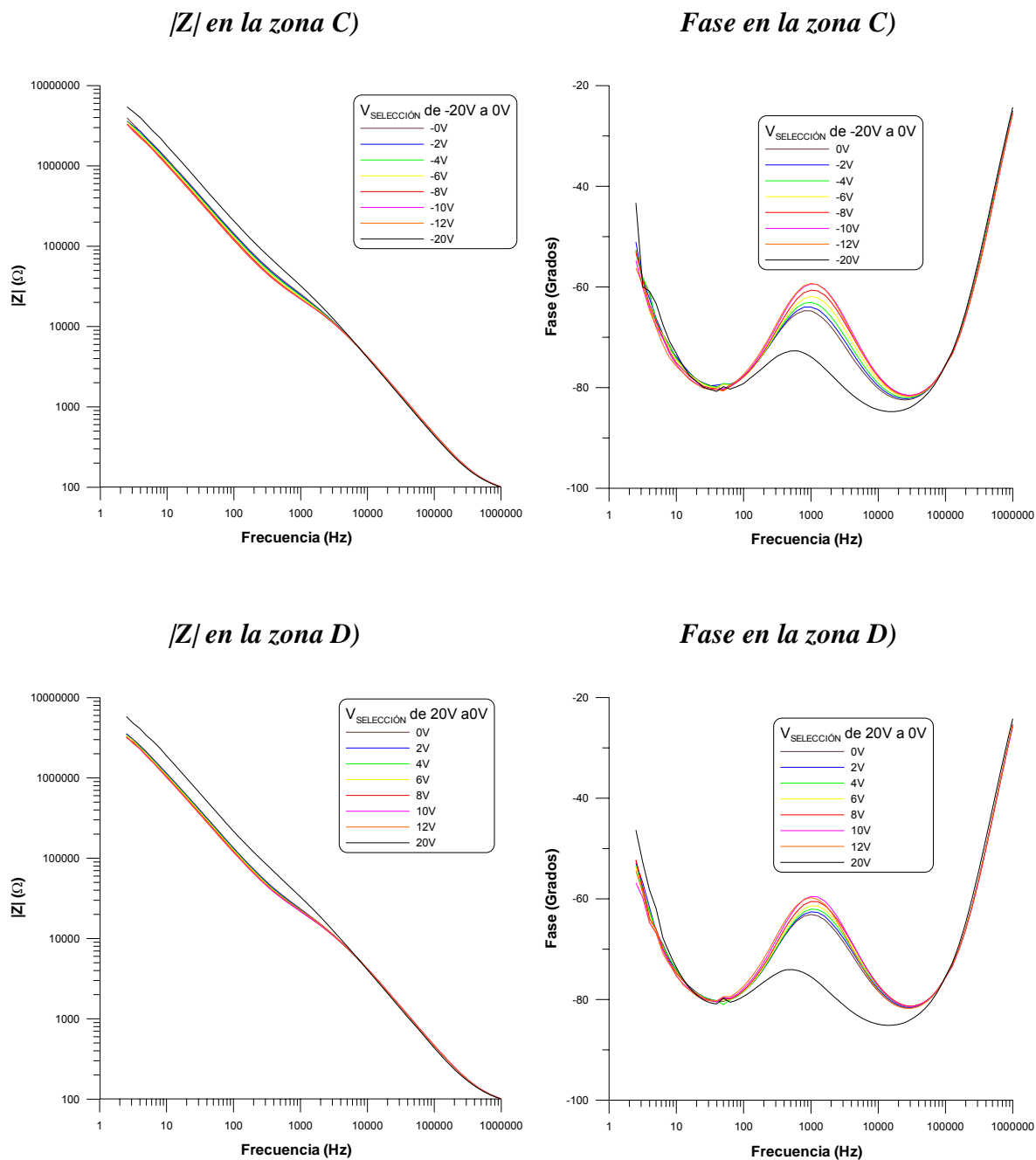


Figura II-32. Medidas de impedancia, en módulo y fase, en las zona C) y D) para dispositivo V-shape

Como puede verse la histéresis óptica se refleja también en las medidas de impedancia, en la que se observa la variación de la impedancia de la muestra en función del grado de conmutación de la misma y la obtención de valores de impedancia diferentes para tensiones idénticas en función del “sentido” en el que se realiza la conmutación de la misma.

Se observa, entre 100Hz y 10KHz, que aparecen diferentes niveles de fase dependiendo del nivel de selección utilizado. Además la impedancia disminuye más lentamente durante esas dos décadas.

Finalmente y para concluir este apartado, se quiere hacer hincapié en que los niveles de tensión y tiempos de conmutación obtenidos en esta muestra dependen de parámetros de fabricación tales como la capa de alineamiento y el espesor, y que por lo tanto no tienen porque coincidir con los de otro tipo de dispositivo diferente, ya que pueden existir diferencias sustanciales. Por lo que para caracterizar una nueva muestra habrá que localizar el rango de la nueva escala de grises, cuál es el nivel de saturación y los tiempos de estabilización.

II.3.1.2. Obtención del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos V-Shape

Conocida la impedancia compleja de los dispositivos esméticos quirales en V, medida experimentalmente en diferentes estados de conmutación, se puede establecer un modelo eléctrico que describa, mediante componentes discretos, su respuesta eléctrica. Como se adelantó en el apartado II.1.1 el circuito propuesto por Won Sang Park es el más completo de los estudiados hasta ahora, porque permite trabajar en un amplio rango de frecuencias y reproduce la transmisión óptica. La figura II-33 muestra el esquema eléctrico del circuito.

El problema de este circuito es que no se consigue un buen ajuste con la impedancia medida experimentalmente. Para solucionar este problema es necesario que algunos componentes, que inicialmente se consideraban independientes de la tensión, como son R_{p2} y R_{p1} , pasen a depender de la tensión aplicada. A continuación se muestra un ejemplo de cómo obtener el valor de cada uno de estos componentes para conseguir un ajuste con la impedancia medida entre 5Hz y 1MHz.

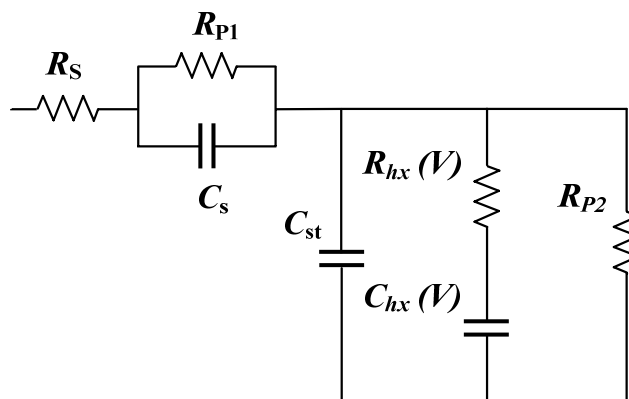


Figura II-33. Circuito eléctrico equivalente propuesto por Won Sang Park para dispositivos V-shape

En este circuito el valor de algunos componentes puede deducirse. En alta frecuencia (MHz), las impedancias capacitivas (C_S , C_{st} y C_{hx}) tendrán un valor muy pequeño, llegando a comportarse como un cortocircuito cuando la frecuencia alcanza un valor muy alto. De este modo la impedancia medida en alta frecuencia (96Ω), será equivalente a la resistencia que simula la resistencia de las capas en serie con el CL (ITO, alineamiento, etc.).

$$|Z|_{f \rightarrow \infty} = R_s \quad (II,13)$$

Si el circuito propuesto trabaja a bajas frecuencias, el valor de las impedancias capacitivas será muy elevado, por lo que se pueden considerar circuitos abiertos. En ese caso la impedancia total del circuito propuesto equivale a la suma de las resistencias R_S , R_{P1} y R_{P2} .

$$|Z|_{f \rightarrow 0} = R_s + R_{P1} + R_{P2} \quad (II,14)$$

Este valor nos da una idea del orden de magnitud de la suma de R_{P2} y R_{P1} . En las medidas tomadas la impedancia total es del orden de decenas de megaohmios. El valor de R_{P2} simula la resistencia eléctrica de la célula, por otro lado R_{P1} simula la resistencia de fugas de la capacidad C_S , por lo que el valor de ambas resistencias será muy elevado.

También es posible conocer el orden de magnitud de la relación de capacidades en serie de C_S y C_{st} . Esta se ha obtenido midiendo la capacidad del dispositivo con un polímetro Fluker, y tiene un orden de magnitud de nF.

Para conocer el valor de estos componentes analizados (R_{P1} , R_{P2} , C_S y C_{st}), junto con el resto de parámetros del modelo eléctrico propuesto, como R_{hx} y C_{hx} es necesario un método más sofisticado. Numerosos métodos se emplean para optimizar el valor de los parámetros del modelo $a_k = (R_{hx}, C_{hx}, C_S, C_{st}, R_{P1}, R_{P2})$ de manera que la impedancia observada, $Z(\omega)$, se acerque lo más posible a la derivada del modelo, $Z(\omega, a_k)$. Para obtener el valor de estos parámetros que modelan el comportamiento del dispositivo, todos los datos anteriores se analizaron y se ajustaron con la ayuda de un programa realizado en MATLAB, que realiza el ajuste por mínimos cuadrados no lineales complejos (CNLS, Complex Non-Linear Least Squares Fitting) utilizando el algoritmo de Levenberg-Marquardt [II-10]. El método CNLS se centra en minimizar la siguiente función S con respecto a los parámetros del modelo a_k ,

$$S = \sum_{i=1}^N \left\{ \left[Z'_i - Z'(\omega_i, a_k) \right]^2 + \left[Z''_i - Z''(\omega_i, a_k) \right]^2 \right\} \quad (II,15)$$

Un parámetro de bondad del ajuste es la distribución del residuo en función de la frecuencia. Mediante una función de ponderación, el residuo se ha definido según las dos expresiones siguientes.

$$\Delta_i' = \frac{Z_i' - Z'(\omega_i, a_k)}{|Z(\omega_i, a_k)|} \quad (II,16)$$

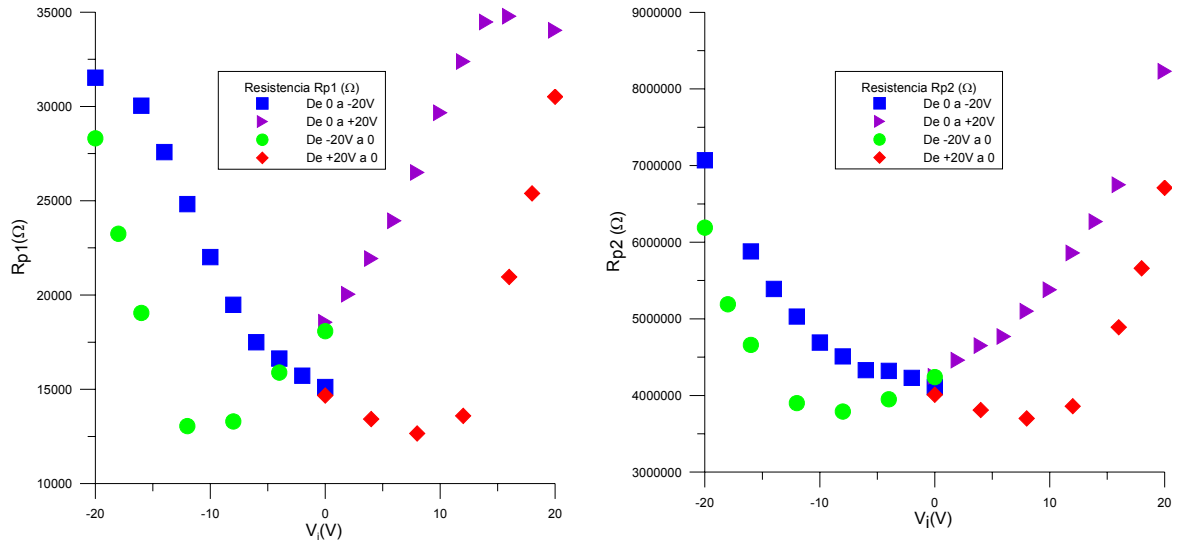
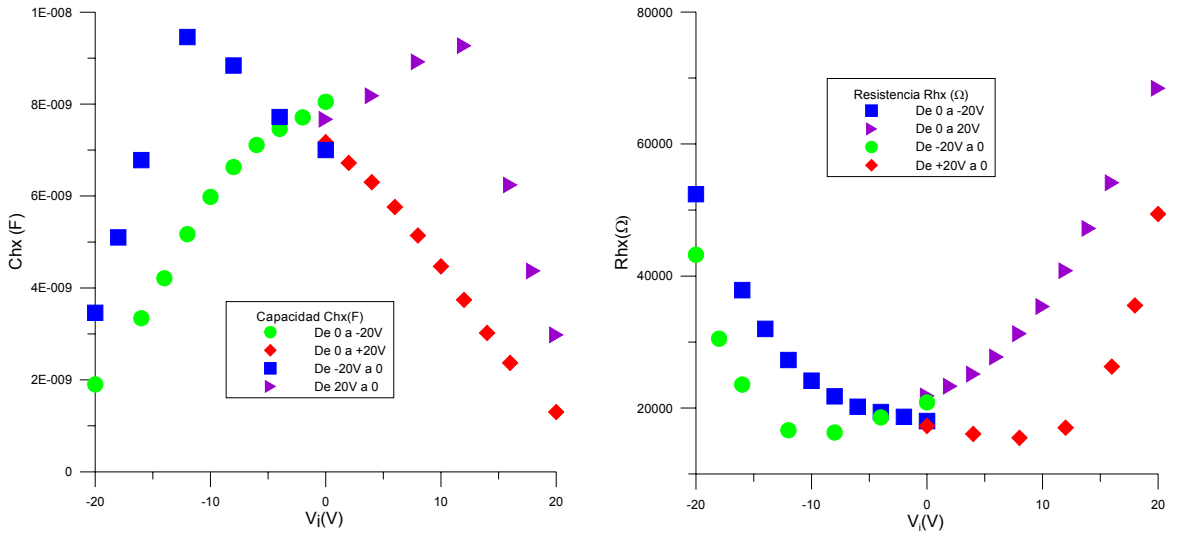
$$\Delta_i'' = \frac{Z_i'' - Z''(\omega_i, a_k)}{|Z(\omega_i, a_k)|}$$

Para un correcto ajuste entre el modelo y los datos experimentales, el residuo debe estar distribuido de forma aleatoria en el eje de frecuencias. Tras la optimización de los componentes del circuito, se ha obtenido que los parámetros que hacen que la diferencia entre la impedancia medida y la correspondiente al circuito equivalente sea mínima, son:

$$C_s = 19.5 \text{ nF}$$

$$C_{st} = 4.76 \text{ nF}$$

Estos dos parámetros junto a R_s resultan independientes de la tensión de excitación, mientras que R_{hx} , C_{hx} , R_{p1} y R_{p2} varían con el voltaje aplicado como se muestra en la figura II-34 y II-35. En todas las figuras, la histéresis óptica que se producía en la representación de la transmisión frente a la tensión aplicada, se refleja también en el ajuste de estos componentes. En estas gráficas existe una histéresis que depende de la dirección de la tensión de saturación aplicada, y además ambos lóbulos no son simétricos y están desplazados hacia la izquierda.


 Figura II-34. Variación de R_{p1} y R_{p2} del CEE del dispositivo V-shape

 Figura II-35. Variación de C_{hx} y R_{hx} del CEE del dispositivo V-shape

En general, se han obtenido ajustes muy buenos, con valores de χ^2 del orden de 10^{-3} . Dicho valor confirma que no existe apenas discrepancia entre los datos medidos y los simulados. En todos los casos R_s y C_s tienen un valor constante, lo cual es razonable, ya que simulan la resistencia y capacidad de las capas en serie con el CL.

También C_{st} constituye una capacidad fija independiente de la tensión aplicada y su efecto capacitivo predomina frente al de las impedancias como R_{p1} y R_{p2} entre 100Hz y 10kHz. En este rango de frecuencias la variación de la fase está relacionada con el de la variación de la capacidad C_{hx} .

En la Figura II-36 y II-37 se muestra una comparación entre la medida de impedancia y la impedancia simulada para algunos de los valores de tensión. Tras la obtención de los componentes del circuito, se concluye que con este proceso se consigue un ajuste razonablemente bueno entre la impedancia medida sobre la muestra y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente con los parámetros del mismo optimizados para cada valor de la tensión de excitación.

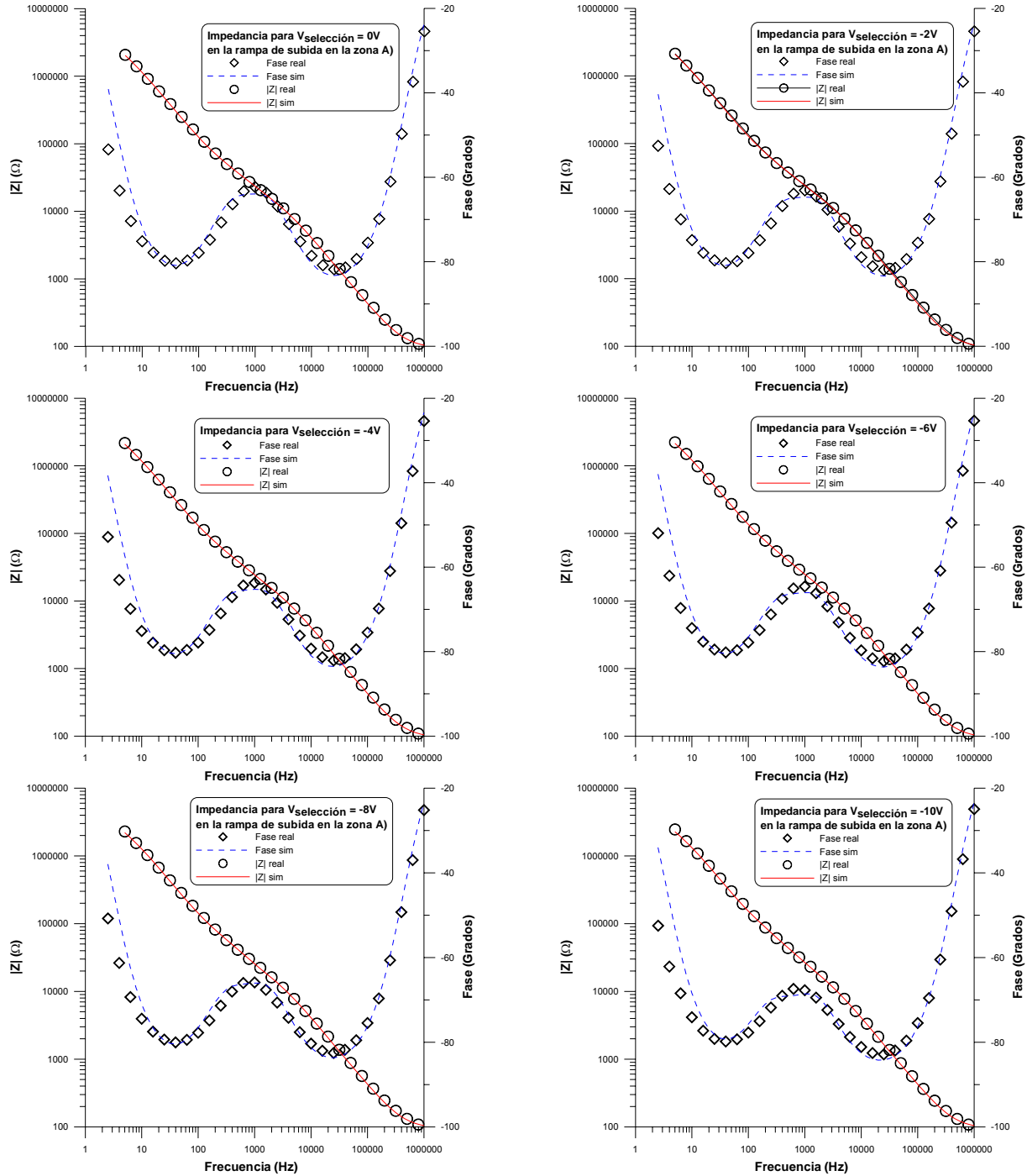


Figura II-36. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra V-shape y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}=0V$, $-2V$, $-4V$, $-6V$, $-8V$, $-10V$ en la rampa de subida

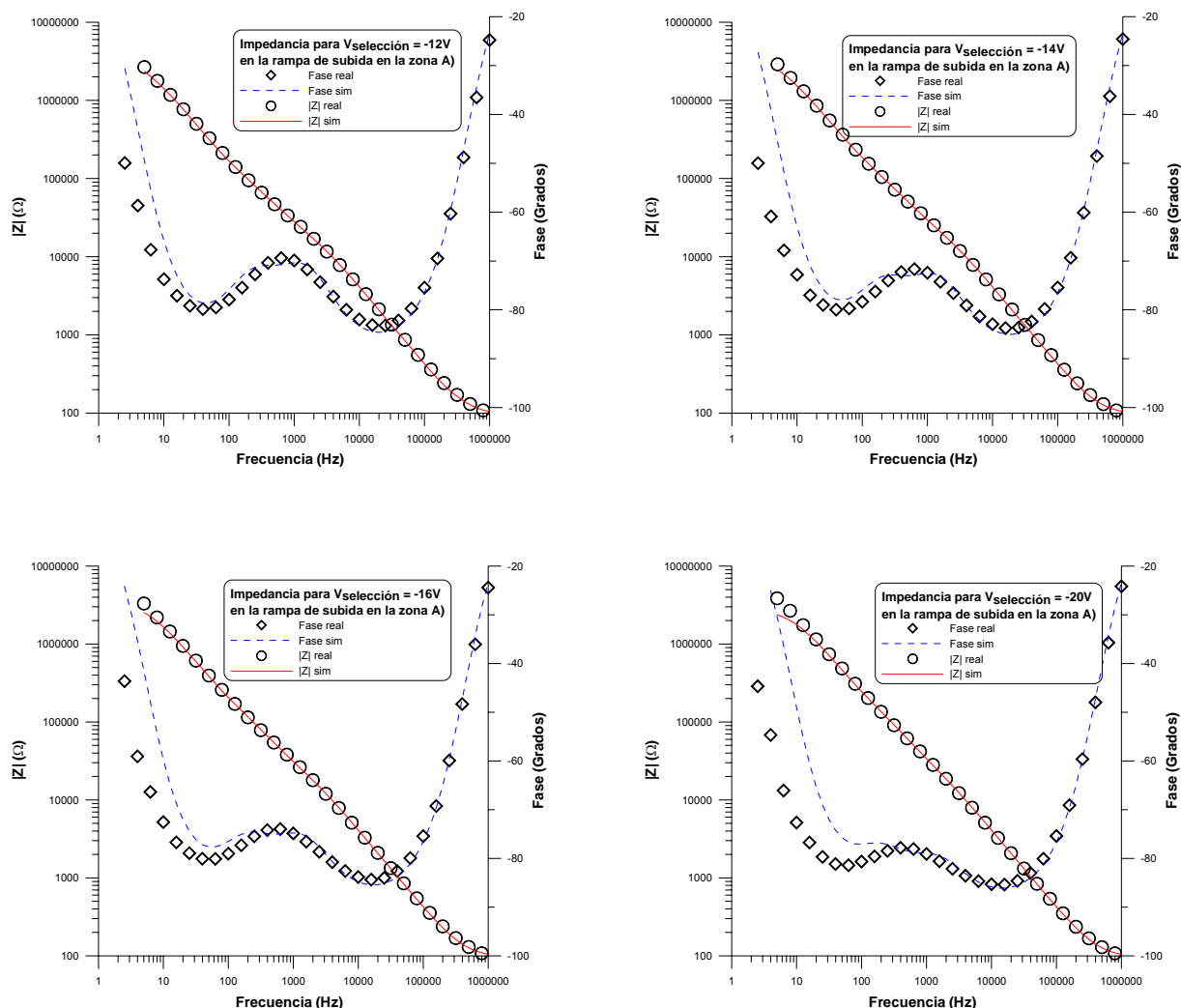


Figura II-37. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra V-shape y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias} = -12V, -14V, -16V, -20V$ en la rampa de subida

La obtención de este CEE puede ayudar a predecir de forma sencilla el comportamiento estático y dinámico en este tipo de materiales, mediante la simulación del circuito con una herramienta comercial como Orcad-Pspice. El esquemático empleado para las simulaciones en ORCAD se muestra en la figura II-38. Los componentes con valores constantes como R_s , C_s y C_{st} se modelan utilizando componentes pasivos como resistencias y condensadores. El resto de componentes, al tener un comportamiento no lineal al depender de la tensión de entrada al dispositivo, se modelan con el componente GVALUE que equivale a una fuente de corriente controlada por tensión [II-34].

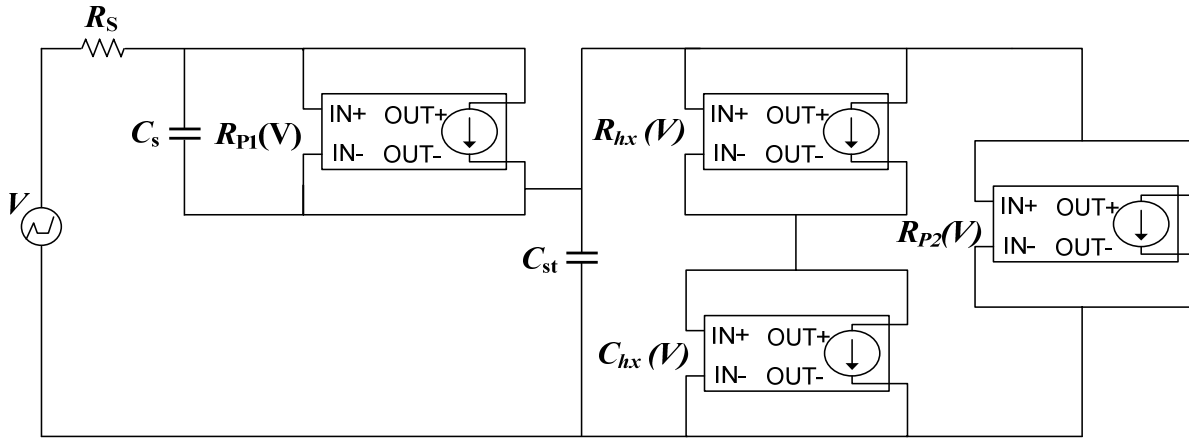


Figura II-38. Circuito equivalente modificado del propuesto por Won Sang Park implementado para la simulación en ORCAD

En el caso de la capacidad C_{hx} , para que el componente GVALUE genere la respuesta ferroeléctrica, se debe implementar dentro del bloque la siguiente expresión [II-35]

$$i_{Chx}(t) = C_{hx}(V_i) \cdot \frac{dV_{Chx}(t)}{dt} \quad (II,17)$$

La derivada de esta expresión es modelada con la función DDT() y la capacidad variable con la tensión aplicada al dispositivo, $C_{hx}(V)$, es implementada utilizando la función TABLE. Esta función contiene los pares de puntos más significativos obtenidos en el ajuste del circuito equivalente.

La impedancia de la parte ferroeléctrica, R_{hx} , se ha implementado de manera muy similar a la capacidad C_{hx} . En este caso, la fuente de corriente controlada por tensión GVALUE, debe implementar la siguiente expresión,

$$i_{Rhx}(t) = \frac{V_{Rhx}(t)}{R_{hx}(V_i)} \quad (II,18)$$

El voltaje en extremos de la fuente de corriente es dividida por la impedancia variable con la tensión aplicada al dispositivo, $R_{hx}(V)$, implementada con la función TABLE, que como se ha explicado antes contiene los pares de puntos más significativos obtenidos en el ajuste del componente R_{hx} . Los componentes R_{P1} y R_{P2} , se modelan del mismo modo pero implementando las siguientes expresiones,

$$i_{p1}(t) = \frac{V_{R_{p1}}(t)}{R_{p1}(V_i)} \quad (II,19)$$

$$i_{p2}(t) = \frac{V_{R_{p2}}(t)}{R_{p2}(V_i)}$$

II.3.1.3. Validación del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos V-Shape

Para validar el CEE del dispositivo V-shape, se han realizado medidas de corriente y de transmisión sobre la muestra, de acuerdo con el método descrito en el apartado II.2.3a. Se han aplicado señales triangulares de baja frecuencia (10–100Hz) para evaluar la dinámica de la polarización, y las medidas han sido realizadas para tres diferentes valores de amplitud 10V_p, 15V_p y 20V_p.

El resultado obtenido se muestra en la Figura II-39. Simultáneamente se han realizado medidas de la transmisión de la célula para los tres valores de tensión de entrada mencionados.

En primer lugar las frecuencias empleadas se escogieron de bajo valor para evitar transiciones directas entre fases ferroeléctricas. Se ha escogido la frecuencia mínima de 10Hz porque está próxima a la frecuencia mínima utilizada en el ajuste (5Hz), además por debajo de esta frecuencia, la calidad del ajuste es peor [II-35].

En estas gráficas se observan que el pico de corriente crece aproximadamente un orden de magnitud al aumentar la frecuencia también un orden de magnitud. La corriente medida está compuesta también por dos tipos de componentes. La primera hace referencia a la conductividad del material y es lineal con la tensión de entrada. La segunda componente resulta de la permitividad del material y es proporcional a la derivada de la señal de entrada, por lo tanto evidencia una contribución con forma rectangular que esta ligada al espesor y superficie de la muestra.

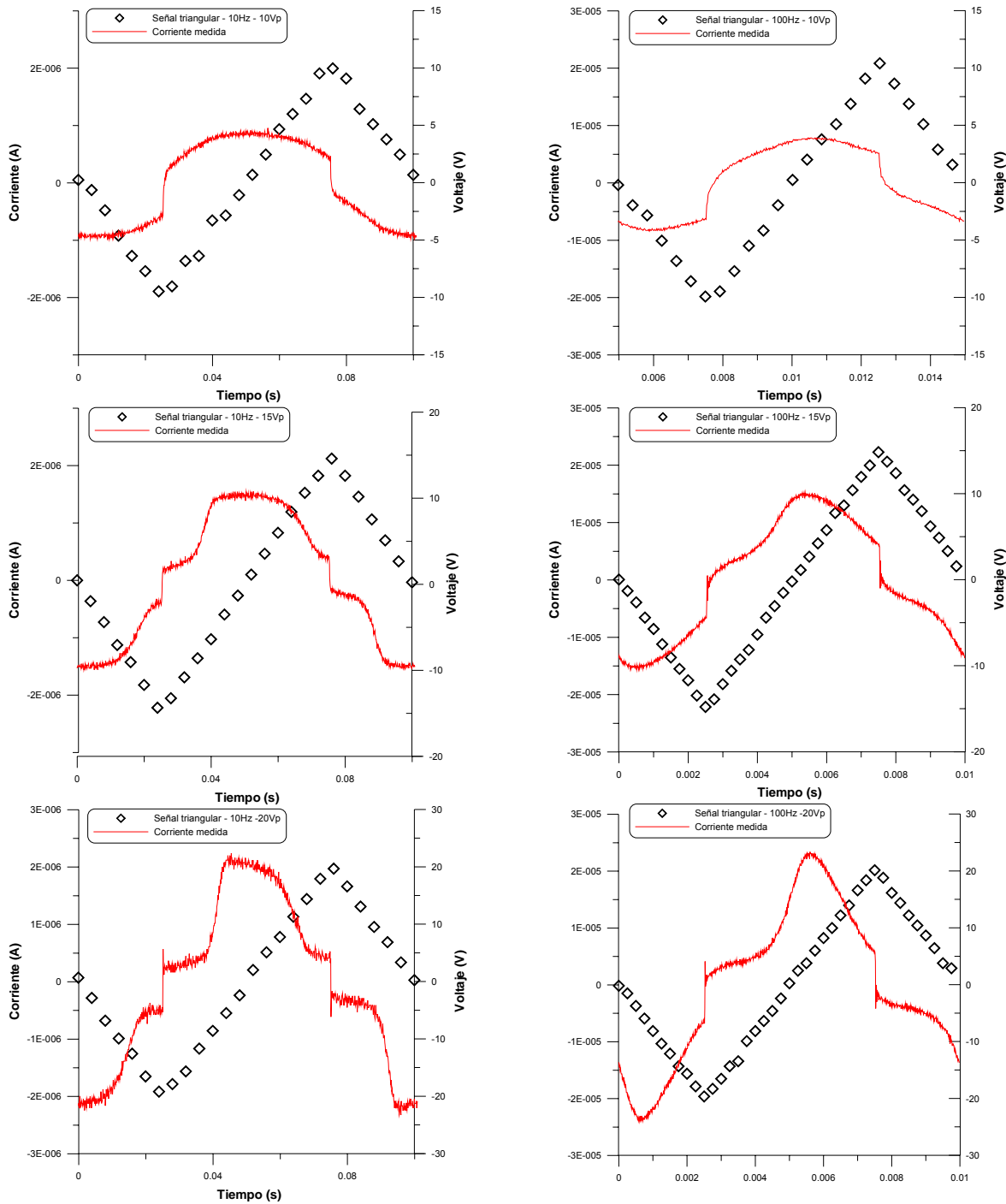


Figura II-39. Medidas de corriente para tres valores distintos de frecuencia y de tensión pico de la señal triangular aplicada al dispositivo V-shape

En la figura II-40 se representa un ejemplo particular de la corriente real y la obtenida en la simulación. Como en la gráfica anterior, se han aplicado señales triangulares de baja frecuencia (10–100Hz), y las medidas han sido realizadas para tres diferentes valores de amplitud 10V_p, 15V_p y 20V_p.

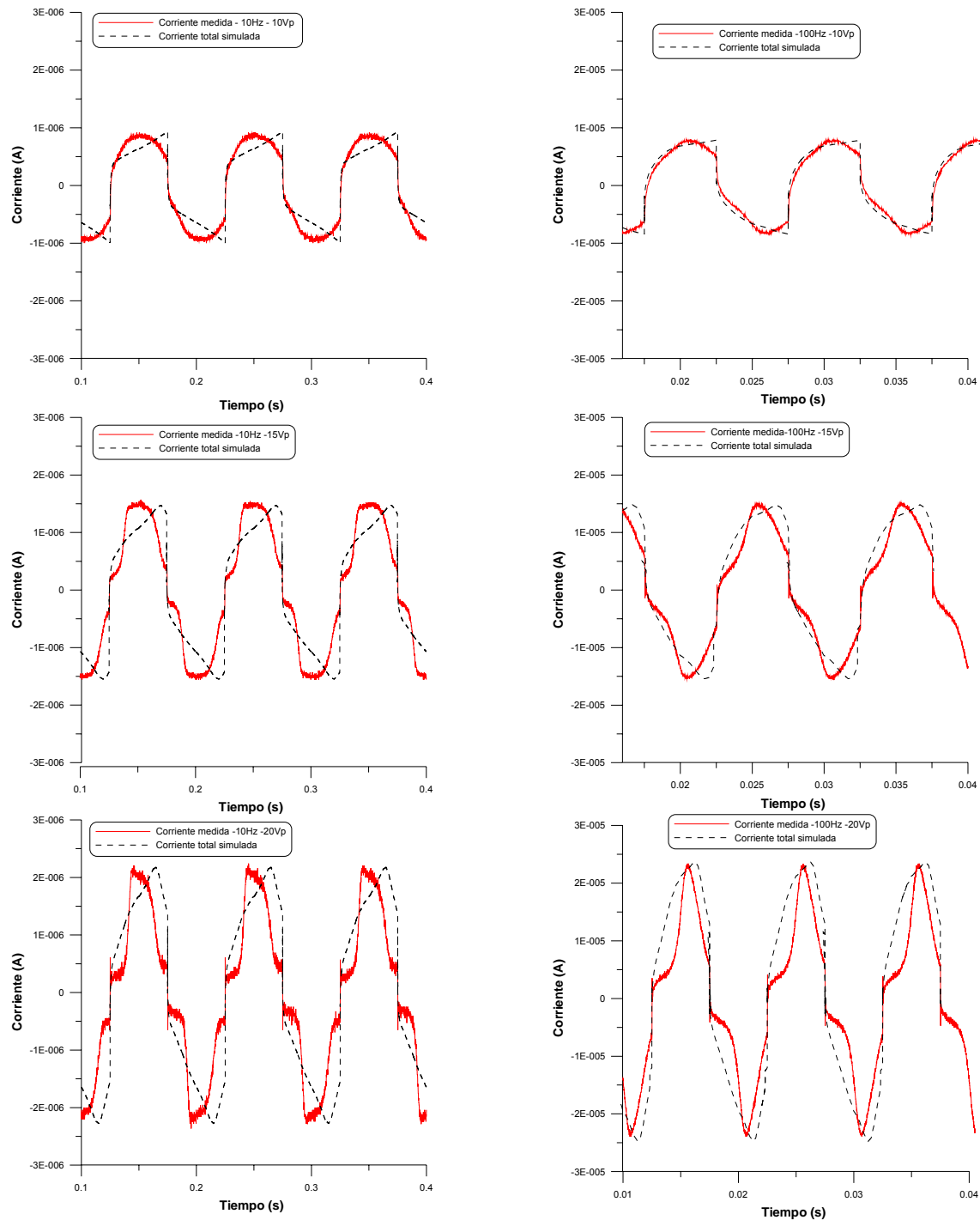


Figura II-40. Resultados de la simulación del circuito eléctrico equivalente del dispositivo V-shape

De los resultados obtenidos se destaca que la corriente obtenida en la simulación se aproxima a la real, proporcionando información sobre el incremento de la corriente frente a los diferentes niveles de tensión y frecuencia.

Además, en la simulación se puede destacar la evolución en el crecimiento de los picos de corriente al aumentar el nivel de amplitud de la señal triangular de excitación, y del estrechamiento de estos picos al aumentar la frecuencia. Las discrepancias entre los

resultados experimentales y el modelo teórico pueden atribuirse a que éste no contempla efectos de segundo y tercer orden en el CEE, necesarios para obtener un mejor ajuste. Esto sin embargo, complica excesivamente el modelo teórico.

II.3.1.4. Obtención de la Transmisión Óptica a partir de la Respuesta Eléctrica de Dispositivos V-Shape

Para comprobar la validez del modelo eléctrico, una vez analizada la corriente eléctrica que circula por el dispositivo, el siguiente paso consiste en extraer la información necesaria de la simulación para obtener la transmisión óptica y contrastarla con la transmisión medida experimentalmente. Para su cálculo es necesario conocer la polarización eléctrica inducida, que se obtiene a partir de la corriente que simula la parte ferroeléctrica en el circuito eléctrico equivalente. La polarización puede obtenerse a partir de la siguiente expresión,

$$P(t) = \frac{1}{A} \int_0^t i_{Chx}(\tau) d\tau + K \quad (II,20)$$

Donde A es al área de la superficie del dispositivo V-Shape, i_{Chx} se refiere a la respuesta ferroeléctrica y corresponde con la corriente que circula por los componentes C_{hx} y R_{hx} .

En la figura II-41, se representa la polarización eléctrica inducida en función de la tensión de excitación para diferentes valores de frecuencia (10 y 100Hz) y de amplitud (10V_p, 15V_p y 20V_p).

En todas las curvas de polarización se reproduce una pequeña histéresis que aumenta a medida que se incrementa la frecuencia. La polarización espontánea se puede estimar, como el valor máximo que, como puede verse en estas figuras, es prácticamente constante para valores de tensión de entrada superiores a la tensión de saturación. El valor considerado es de 155 nC/m²

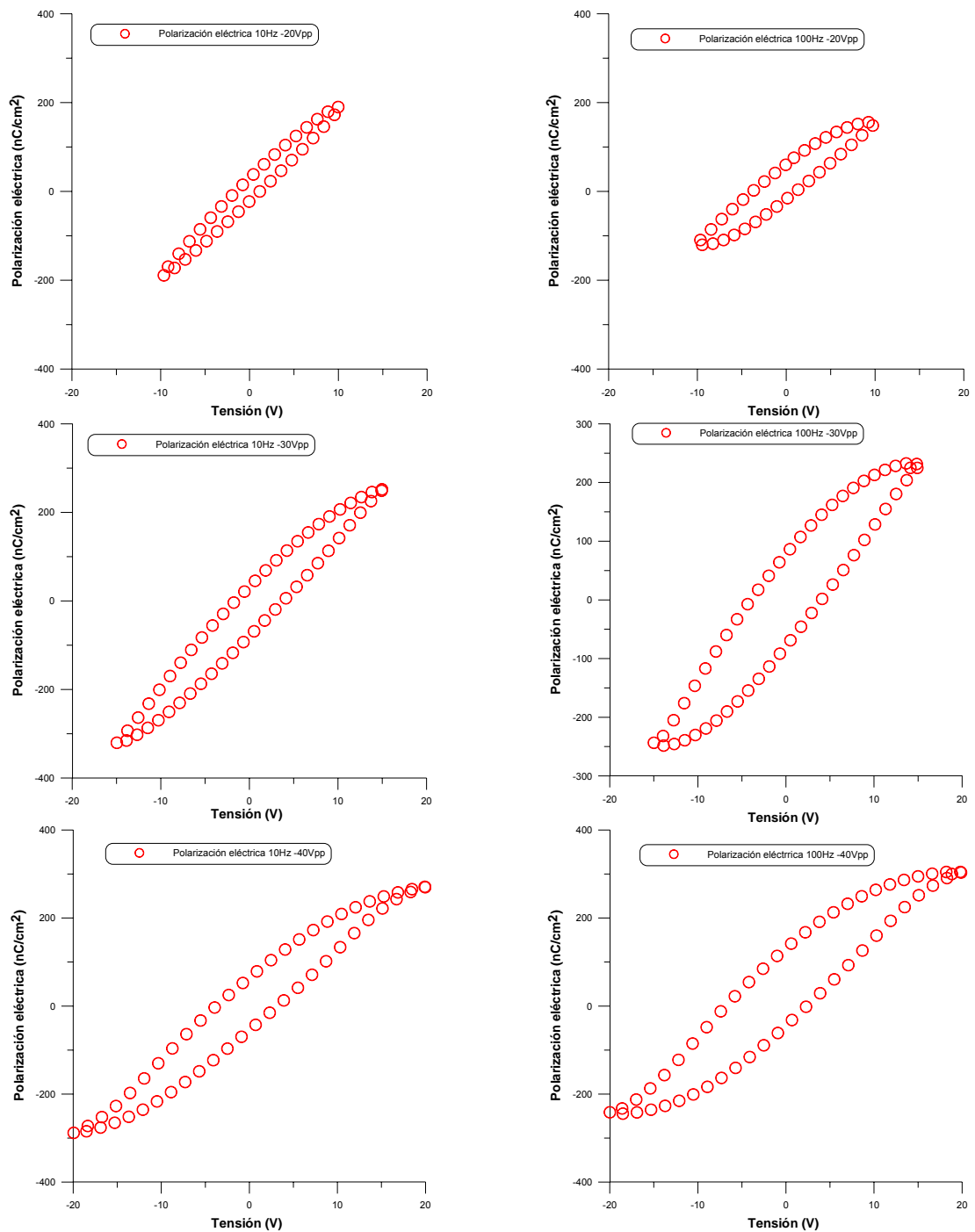


Figura II-41. Polarización espontánea inducida calculada a partir del CEE de la célula V-shape

A partir de la curva de polarización eléctrica es posible obtener el perfil de la transmisión óptica. Si los parámetros de diseño de la célula se seleccionan de modo que la transmisión sea lo más independiente posible de la longitud de onda, como sucede con la célula V-shape que se está utilizando, la transmisión T puede obtenerse a partir de la siguiente expresión,

$$T = T_0 \sin^2(2\Theta) \quad (II,21)$$

Donde T_0 , corresponde con la transmisión máxima medida y Θ representa el ángulo tilt aparente. El ángulo tilt aparente puede expresarse en función del ángulo azimutal ϕ y el ángulo del cono del CL θ , como

$$\Theta = \arctg(\tan \theta \sin \phi) \quad (II,22)$$

Además, el ángulo azimutal en función de la polarización eléctrica inducida $P(t)$ y la polarización espontánea del material P_s vale,

$$\sin \phi = \frac{P(t)}{P_s} \quad (II,23)$$

Para continuar con el cálculo es necesario conocer el ángulo de cono del cristal líquido θ , donde se asume que el director del CL rota. En cualquier caso se puede estimar despejando el ángulo tilt aparente de la expresión (II,21) e igualarla a la expresión (II,22). La expresión que resulta es,

$$\theta = \arctan \left[\frac{P_s \cdot \tan \left[\frac{1}{4} \cdot \arccos \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) \right]}{P} \right] \quad (II,24)$$

En la figura II-42 se muestra una comparación de la transmisión medida y la transmisión calculada a partir de la medida de corriente en función de la tensión de entrada, para diferentes niveles de amplitud y de frecuencia.

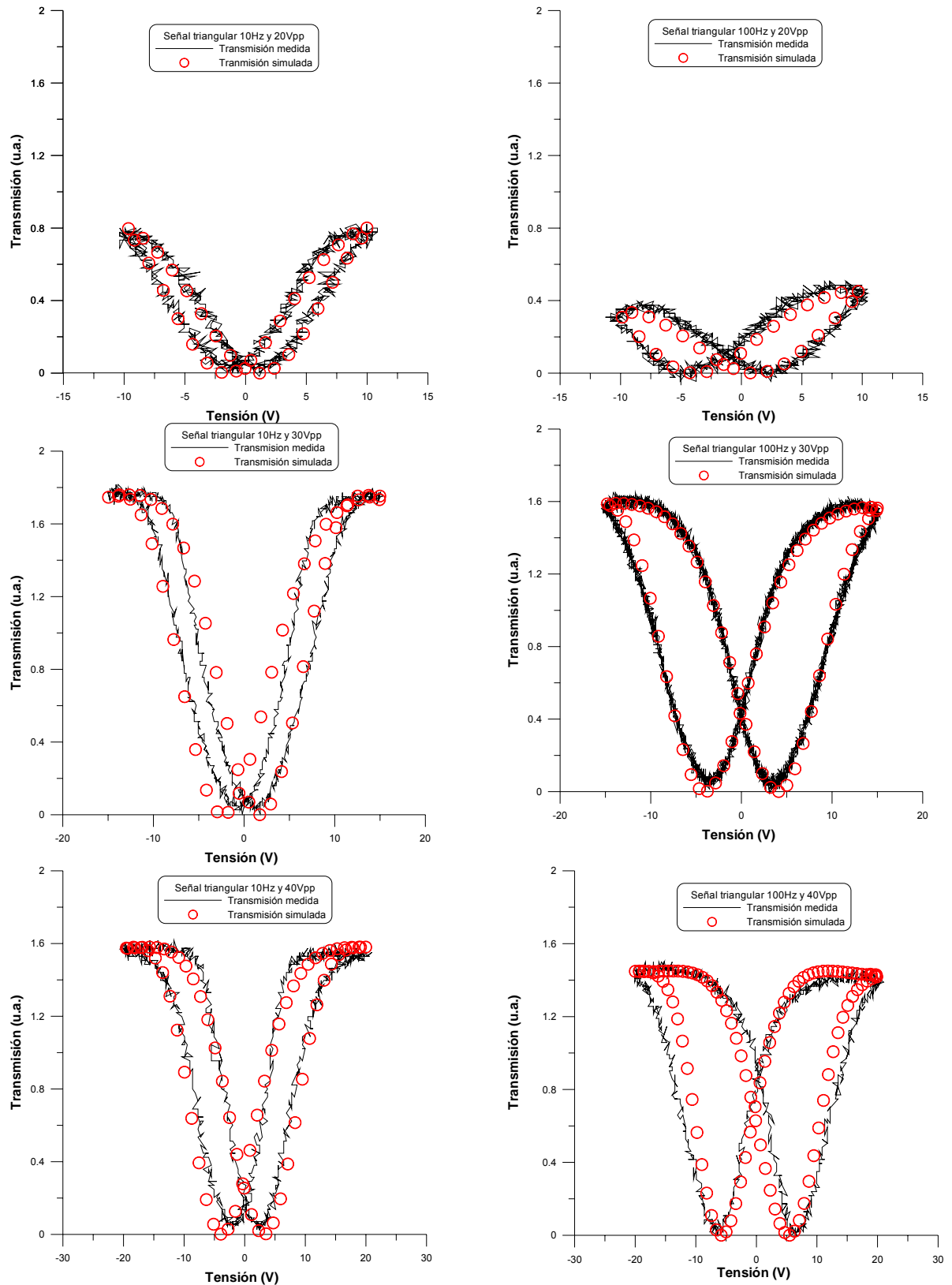


Figura II-42. Comparación de la transmisión medida y la calculada a partir del CEE para la célula V-shape

En todo el rango de frecuencias utilizado, las curvas tienen forma de W, aunque se intuye que a frecuencias inferiores podría obtenerse un perfil en forma de V. Se observa que el incremento de frecuencias provoca un ensanchamiento en la curva de transmisión

calculada, como ocurre con la transmisión real. También se observa en la transmisión calculada, como a un determinado nivel de voltaje la transmisión llega a saturarse. A la vista de los resultados se concluye que mediante el circuito equivalente propuesto se consiguen buenas aproximaciones entre las corrientes y transmisiones medidas y simuladas. Este resultado nos permitirá emplear el modelo eléctrico para predecir la respuesta en dispositivos reales.

II.3.2. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos AFLC

Seguidamente se muestra un ejemplo particular para modelar el comportamiento eléctrico de los dispositivos AFLC. Se ha escogido una muestra de CL de $1.5\mu\text{m}$ de espesor, con un área de electrodo de 0.5cm^2 . El material esméctico C quiral empleado fue el CS-4001 (Chisso Petrochemical Co.) con una capa de alineamiento compuesta por SiO_2 (con una concentración del 4.5%) más un frotado por Nylon. Este dispositivo fue suministrado por el grupo de Cristales Líquidos de la ETSI Telecomunicación (UPM).

II.3.2.1. Medida de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos AFLC.

Igual que en el ejemplo anterior en primer lugar se dedujo el comportamiento óptico de estos dispositivos bajo la forma de onda propuesta de la figura II-26. Para conocer la amplitud del pulso de saturación se ha utilizado una señal de prueba que consiste en una onda periódica compensada en DC, formada por pulsos de tensión de distinta amplitud. Esta forma de onda también se ha utilizado para conocer el tiempo de selección del dispositivo. En este caso, el valor del pulso de saturación está en 15 voltios y el tiempo de relajación es de 30 segundos. Además al querer medir con el analizador en un rango de frecuencias entre 5Hz y 1MHz, el tiempo de selección va a estar compuesto por estos 30 segundos que tarda la transmisión seleccionada en estabilizarse (peor caso) más 50 segundos que corresponde con el tiempo que necesita el analizador en tomar la medida de impedancia.

Como en el ejemplo anterior se han buscado los voltajes de selección más adecuados realizando un barrido entre 0 y 15 voltios. En la figura II-43 se representa la medida de transmisión que generan los diferentes niveles de tensión positivos y negativos de selección. Ambas medidas reflejan una pequeña asimetría óptica en el dispositivo al responder de manera diferente ante voltajes idénticos pero de signo contrario. En este caso, el rango de variación es mucho menor que en el dispositivo V-Shape del ejemplo anterior, entorno a los 2.5 voltios. Por otro lado, la medida de transmisión no llega a estabilizarse y tiene una pequeña pendiente que esta relacionada con el nivel de AC utilizado en el analizador SOLARTRON.

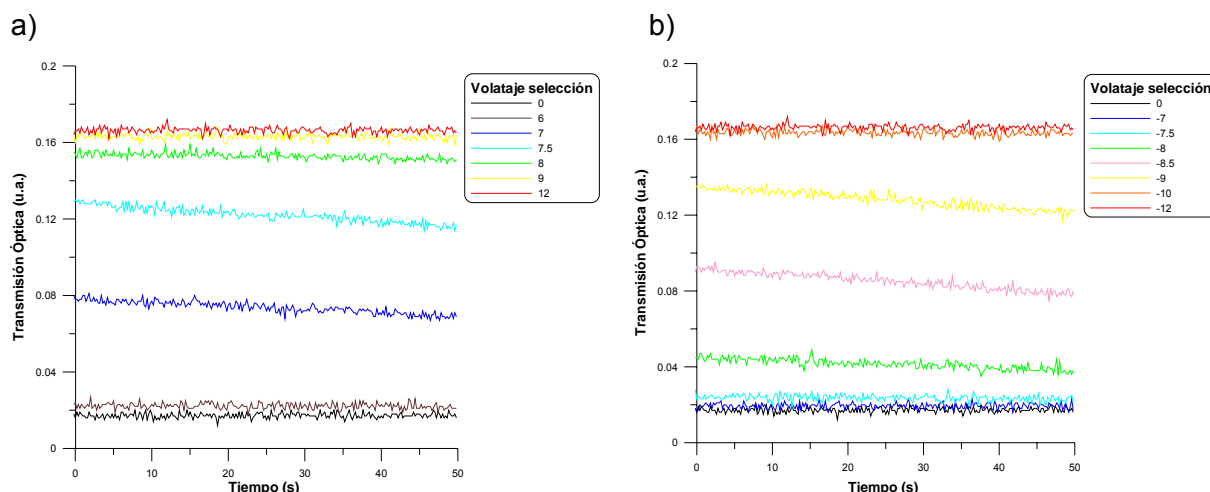


Figura II-43. Niveles de transmisión intermedios para a) voltajes de selección positivos b) voltajes de selección negativos, para dispositivo AFLC

Cuanto menor es la amplitud menor es la pendiente de la transmisión. Sin embargo si se utiliza un nivel de AC demasiado pequeño el ruido en la medida de impedancia (sobre todo a bajas frecuencias) se incrementa considerablemente, haciendo muy difícil procesar la información. Por ese motivo se ha llegado a un compromiso entre el ruido en la medida de impedancia y el nivel de estabilidad de la transmisión. Para estudiar el efecto de la histéresis óptica se ha utilizado la forma de onda propuesta en la figura II-28. Se ha empleado el mismo pulso de saturación y, como en la forma de onda anterior, se han buscado los voltajes de selección más adecuados realizando un barrido entre 0 y 15V. En la figura II-44 se representa la respuesta óptica que generan los diferentes niveles de tensión seleccionados más adecuados.

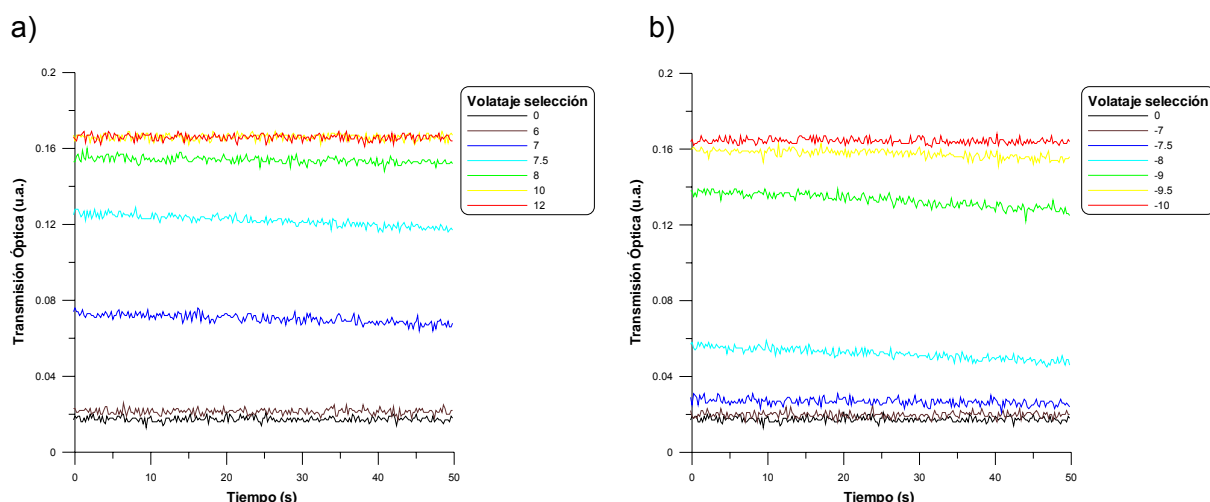


Figura II-44. Niveles de transmisión intermedios para a) voltajes de selección positivos b) voltajes de selección negativos, en AFLC

En la figura II-45 se ha representado el perfil de la transmisión óptica frente a las tensiones de selección. Las conclusiones más importantes que se deducen de esta gráfica es que el

material comienza a saturar a partir de $10V_p$. Además en esta representación se ve claramente como la transmisión no es simétrica y está desplazada 2,5 V hacia la izquierda.

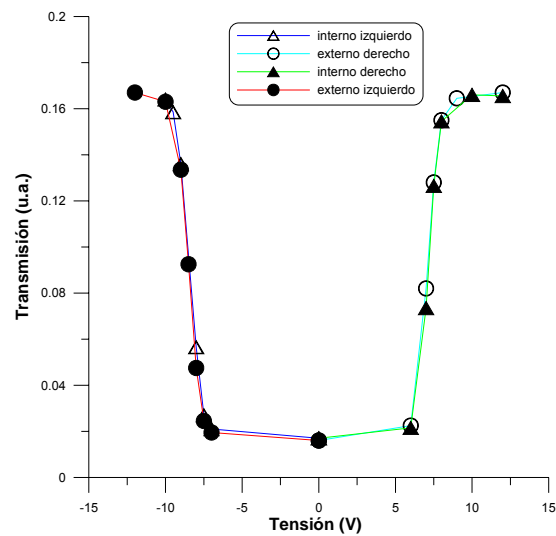


Figura II-45. Niveles de transmisión en función de la tensión aplicada en AFLC

Por otro lado, a diferencia con el dispositivo anterior, la respuesta en general es del tipo U. La ausencia de histéresis óptica se refleja también en las medidas de impedancia, en la que se observa que, para el mismo nivel de voltaje de selección y en función del “sentido” en el que se realiza la selección del nivel de transmisión, no existe una variación de la impedancia en el dispositivo, figura II-46.

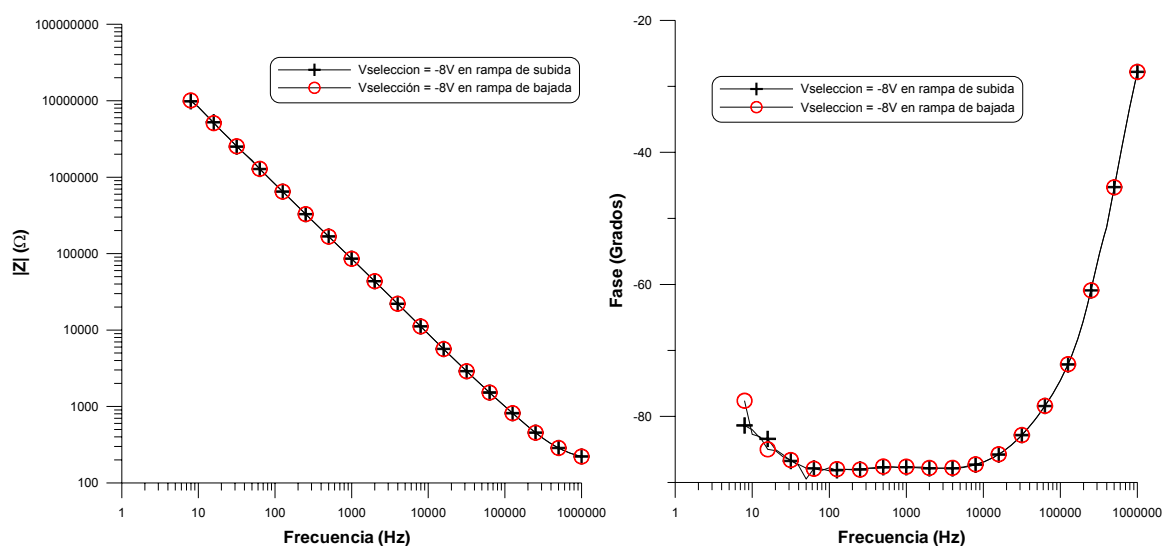


Figura II-46. Medidas de impedancias utilizando el mismo nivel de voltaje de selección

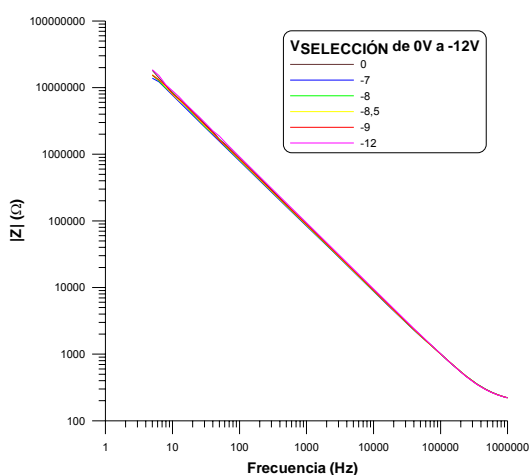
Como en el ejemplo anterior, se van a tomar medidas de impedancia, pero en este caso, debido a la ausencia de la histéresis, solo se van a tomar medidas en las ramas externas. Generando la forma de onda de la figura II-26, y utilizando los niveles de tensión de

selección representados en la figura II-27, el ensayo de Espectroscopía de Impedancia se realizó mediante la imposición de un potencial eléctrico sinusoidal, con una amplitud de 50mV, y con un barrido desde 5Hz hasta 1MHz durante el tiempo que dura el pulso de selección. Los datos se registraron a 5 frecuencias por cada década. En la figura II-47 se presentan las medidas de impedancia, en módulo y fase [II-37]. Las medidas obtenidas se dividen en 2 zonas, según el signo de la tensión de selección:

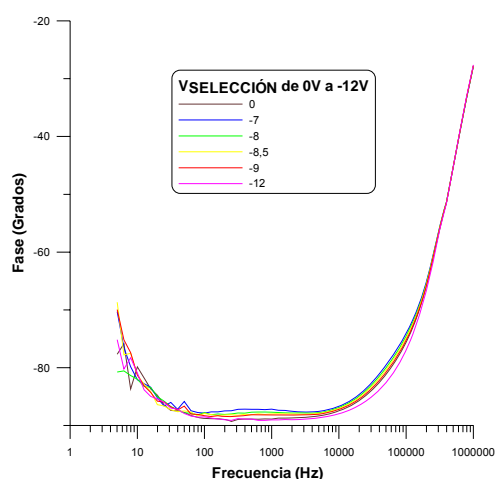
A) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de 0 a 20V

B) $V_{\text{SELECCIÓN}}$ de 0 a -20V

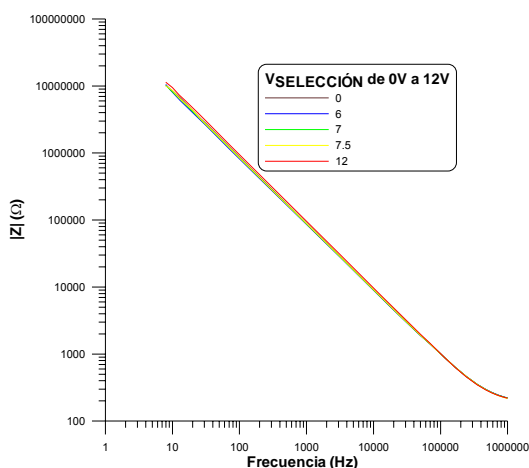
$|Z|$ en la zona A)



Fase en la zona A)



$|Z|$ en la zona B)



Fase en la zona B)

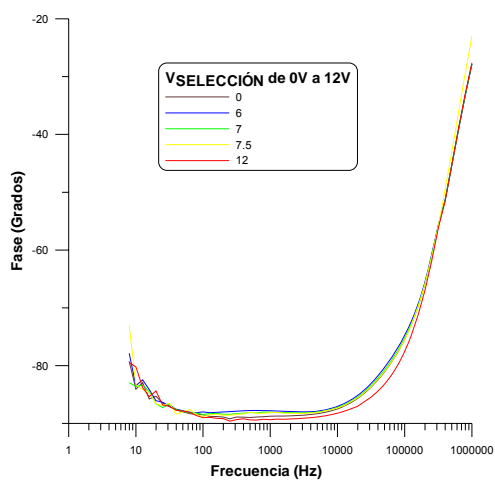


Figura II-47. Medidas de impedancia, en módulo y fase en las zonas A) y B) para dispositivo AFLC

En ambas gráficas se observa que apenas existe variación en la medida de impedancia para los diferentes niveles de tensión de selección [II-37, II-38]. Los diferentes niveles de fase que aparecen entre 100Hz y 10KHz, relacionados con la variación de la capacidad C_{hx} , están muy próximos con una pequeña variación de dos grados, figura II-48.

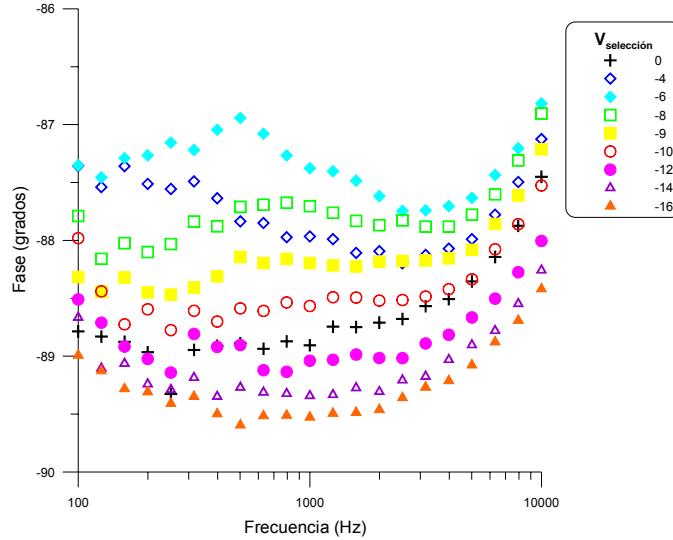


Figura II-48. Medida de la fase en la zona B) entre 100Hz y 10kHz para el dispositivo AFLC

II.3.2.2. Obtención del Circuito Eléctrico Equivalente de Dispositivos AFLC.

Conocida la impedancia compleja en diferentes estados de conmutación, el circuito visto en el ejemplo anterior no permite un buen ajuste con los datos experimentales de la medida de impedancia. Ante esta problemática existen dos soluciones posibles: La primera consiste en añadir nuevas ramas con componentes, que permiten aproximar mejor este comportamiento. Esta solución es válida desde un punto de vista matemático pero normalmente los elementos añadidos no tienen un significado físico. La alternativa es el uso del elemento denominado elemento de fase constante (CPE: Constant Phase Element). El reemplazo de la capacidad C_{hx} por este elemento, supera este inconveniente.

El elemento CPE surge como respuesta a la desviación respecto del comportamiento capacitivo ideal, de los sistemas reales. Existen varias explicaciones físicas para el comportamiento del elemento CPE, la principal es que el CPE modifica la distribución de carga en dispositivos de doble capa y por tanto su impedancia [II-39]. Se han propuesto varias teorías, aunque ninguna ha sido aceptada [II-40].

La expresión matemática de un CPE en el dominio de la frecuencia viene descrita por la siguiente ecuación [II-41, II-42, II-43],

$$Z_{CPE} = \frac{1}{T \cdot (j\omega)^P} \quad (II,25)$$

Siendo T (capacidad) y P (exponente) los parámetros del CPE. Si el exponente $P = 1$, el CPE se comporta como una capacidad pura, y si $P = 0$, se comporta como una resistencia pura [II-40]. La sustitución de la capacidad por el componente CPE en el circuito equivalente conduce al circuito representado en la siguiente figura.

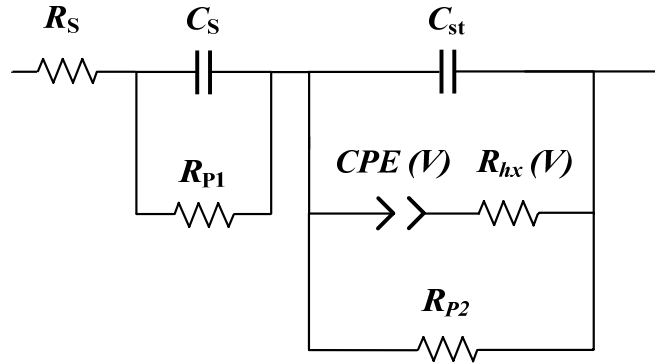


Figura II-49. Circuito eléctrico equivalente propuesto para modelar dispositivos AFLC

Como en el ejemplo anterior, en este circuito el valor de algunos componentes puede deducirse o estimarse. Cuando el circuito trabaja en altas frecuencias (MHz), las impedancias capacitivas como: C_S , C_{st} y CPE-T, tendrán un valor muy pequeño, llegando a comportarse como un cortocircuito cuando la frecuencia alcanza un valor muy alto. De este modo la impedancia medida en alta frecuencia (197Ω), será equivalente a la resistencia R_S .

$$|Z|_{f \rightarrow \infty} = R_S \quad (II,26)$$

Si el circuito trabaja a bajas frecuencias, el valor de las impedancias capacitivas se pueden considerar circuitos abiertos. En ese caso la impedancia total del circuito propuesto equivale a la suma de las resistencias R_S , R_{P1} y R_{P2} . Este valor nos da una idea del orden de magnitud de la suma de R_{P2} y R_{P1} . En las medidas tomadas la impedancia total es del orden de decenas de megaohmios.

$$|Z|_{f \rightarrow 0} = R_S + R_{P1} + R_{P2} \quad (II,27)$$

Midiendo la capacidad del dispositivo con un polímetro Fluker se ha obtenido el orden de magnitud de la relación de capacidades en serie de C_S y C_{st} , que tiene un orden de magnitud de nF.

Conocido el valor de R_s y el orden de magnitud de algunas relaciones en el CEE, el valor del resto de componentes (R_{P1} , R_{P2} , R_{hx} , C_s , C_{st} , y CPE), se obtiene a partir del ajuste no lineal con las medidas de impedancia (figura II-47).

En general, se han obtenido ajustes muy buenos, con valores de χ^2 del orden de 10^{-3} (que confirma que no existe apenas discrepancia entre los datos medidos y los simulados), valor muy inferior al de haber utilizado un condensador en vez del componente CPE. Tras la optimización R_s y C_s tienen un valor constante, lo cual es razonable, ya que simulan la resistencia y capacidad de las capas en serie con el CL. También C_{st} constituye una capacidad fija independiente de la tensión aplicada. El resto de parámetros (R_{hx} , CPE, R_{P1} y R_{P2}) varían con el voltaje aplicado.

En la Figura II-50 y II-51 se muestra una comparación entre la medida de impedancia y la impedancia simulada para algunos de los valores de tensión. Tras la obtención de los componentes del circuito, se concluye que con este proceso se consigue un ajuste razonablemente bueno entre la impedancia medida sobre la muestra y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente con los parámetros del mismo optimizados para cada valor de la tensión de excitación.

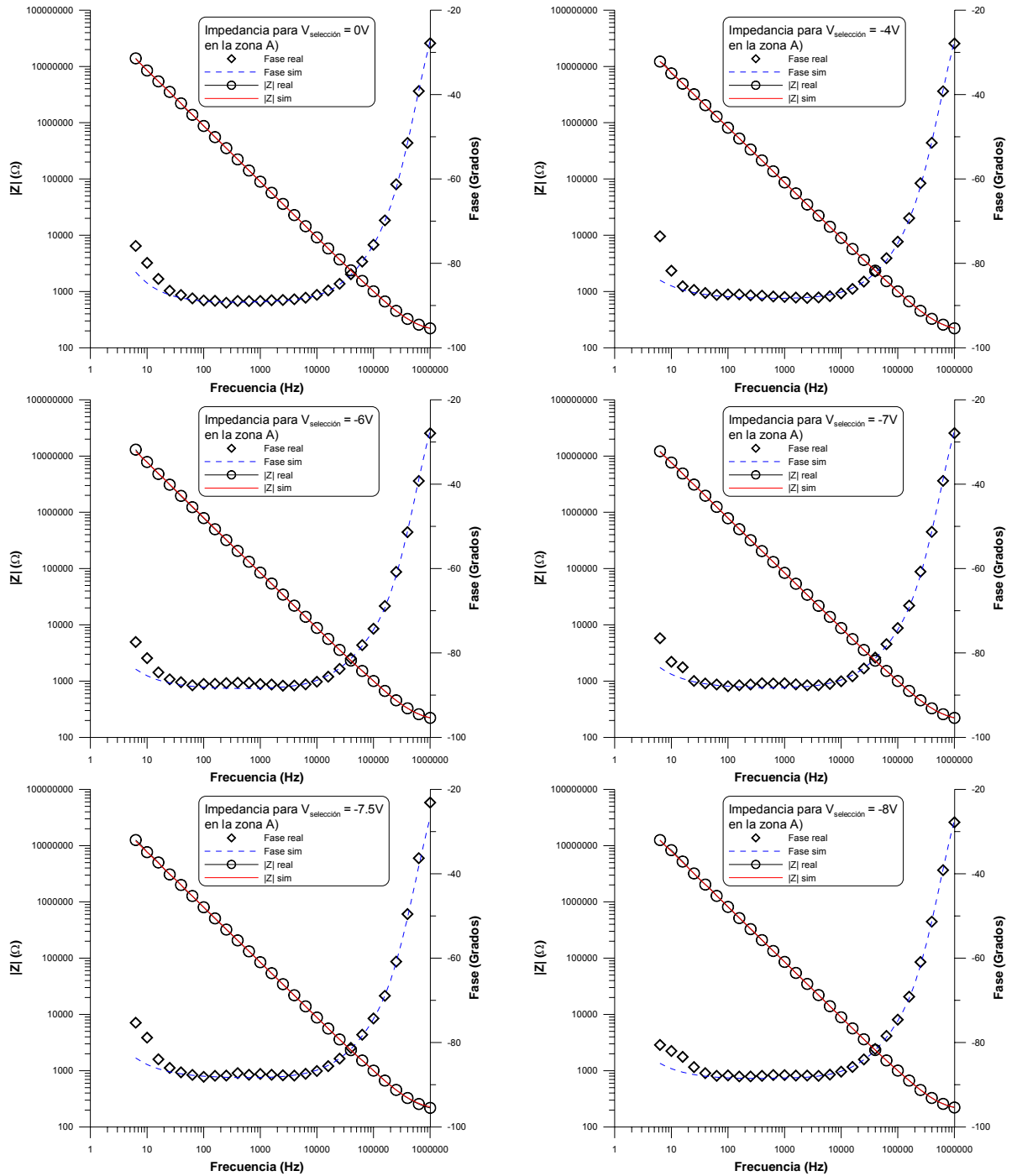


Figura II-50. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra AFLC y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias}=0V, -4V, -6V, -7V, -7.5V, -8V$ en la rampa de negativa

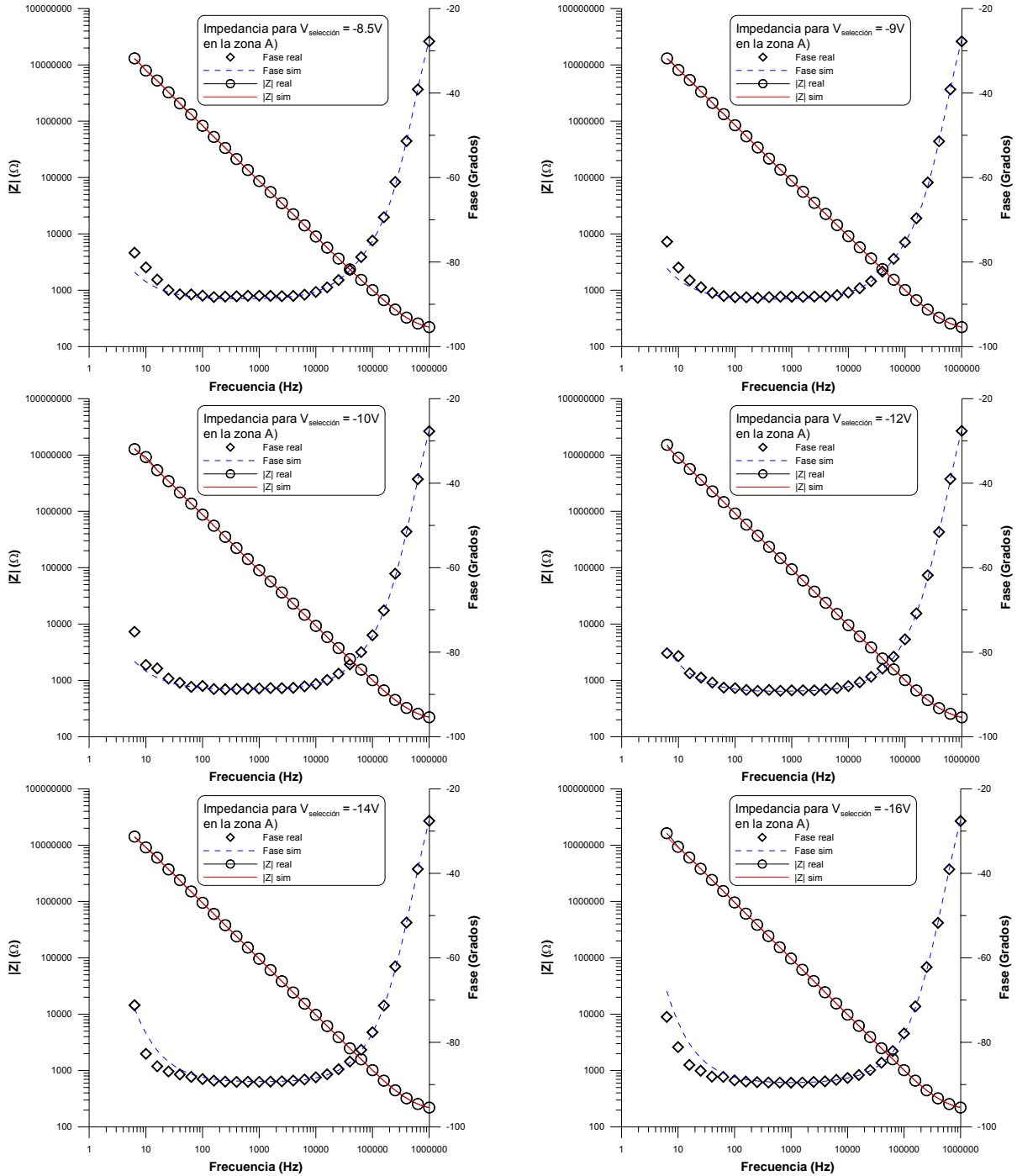


Figura II-51. Comparación de la impedancia, módulo y fase, medida sobre la muestra AFLC y la impedancia simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para $V_{bias} = -8.5V, -9V, -10V, -12V, -14V, -16V$ en la rampa de negativa

Para validar el CEE, el siguiente paso consiste en implementar el esquema de la figura II-49 en el software comercial de simulación de circuitos ORCAD utilizando los valores obtenidos en el ajuste. Sin embargo, el componente CPE no está implementado en la herramienta comercial de simulación.

La expresión matemática del CPE puede ser representada en el dominio del tiempo según Westerlund [II-44] como,

$$i(t) = C \frac{d^n u(t)}{dt^n}, \quad 0 < n < 1 \quad (\text{II},28)$$

Donde los coeficientes C y n corresponden a los parámetros del CPE.

Debido a la dificultad matemática que tiene la implementación de esta expresión en el software ORCAD, se ha dejado la validación de este dispositivo para una ampliación futura de este apartado, aunque a la vista de los resultados obtenidos en el anterior ejemplo, es factible que el CEE reproduzca las corrientes del dispositivo AFLC debido al buen ajuste de la impedancia gracias al componente CPE.

II.3.3. Aplicación del Protocolo Experimental a Dispositivos TN

En este apartado se muestra un ejemplo de como modelar el comportamiento eléctrico de un dispositivo TN. Se ha escogido una muestra de CL de 5µm de espesor, con un área de electrodo de 1cm². Este dispositivo fue suministrado por LC-Tec Displays.

II.3.3.1. Medida de Impedancia y Transmisión Óptica de Dispositivos TN y Obtención del CEE.

En el dispositivo TN, a diferencia con los dispositivos anteriores, el CEE es mucho más sencillo de modelar al tener menos componentes. En el apartado II.1.2, se adelanta el circuito que más se utiliza para modelar este dispositivo compuesto por tres componentes. El primero es una resistencia R_S , que simula la resistencia de los electrodos, del ITO y los alineamientos. En serie está conectada a una capacidad C, la cual está asociada al cristal líquido. El valor de esta capacidad variará en función de la tensión aplicada con una excitación externa. En paralelo a esta capacidad está R_P que representa la resistencia de fugas del cristal líquido.

En este apartado vamos a comenzar midiendo la impedancia del dispositivo, que sirve para determinar el valor de R_S y R_P . El ensayo se realizó mediante la imposición de un potencial eléctrico sinusoidal, con una amplitud de 50mV, y con un barrido desde 5Hz hasta 10MHz. Los datos se registraron a 10 frecuencias por cada década sin utilizar ningún voltaje de DC.

En la figura II-52 se presenta la medida de impedancia, en módulo y fase obtenida. En esta figura se observa que existen tres zonas bien diferenciadas. A baja frecuencia, la impedancia tiene el valor más alto y la fase está próxima a cero grados. En este caso la capacidad C del circuito eléctrico equivalente se comporta como un circuito abierto debido a que su impedancia es muy grande y la impedancia en el diagrama de Bode es la suma de R_S y R_P .

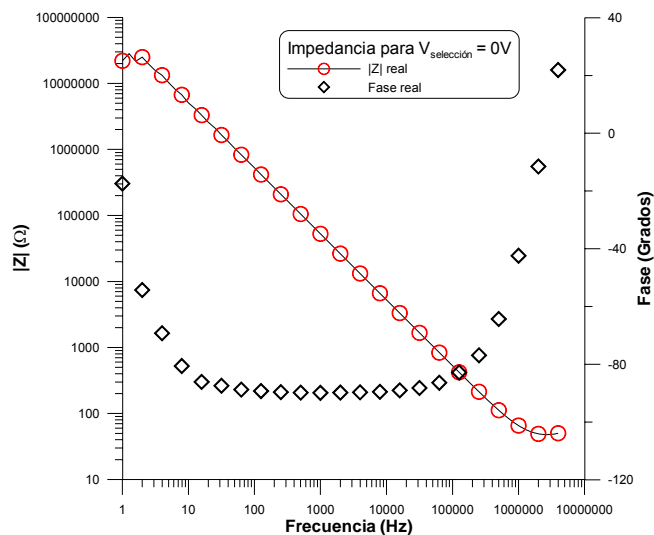


Figura II-52. Medida del módulo y la fase de la impedancia sin tensión aplicada para el dispositivo TN

A medida que aumenta la frecuencia la impedancia disminuye y la fase se aproxima a -90 grados, teniendo el dispositivo un comportamiento capacitivo. Al seguir aumentando la frecuencia, la fase se aleja de los -90 grados y el módulo de la impedancia se estabiliza a un valor muy bajo.

En este caso la capacidad del circuito eléctrico equivalente se comporta como un cortocircuito y la impedancia medida equivale a R_S . Para conocer el valor de la capacidad C , que depende del voltaje eficaz aplicado se ha montado el circuito que aparece en la figura II-53,

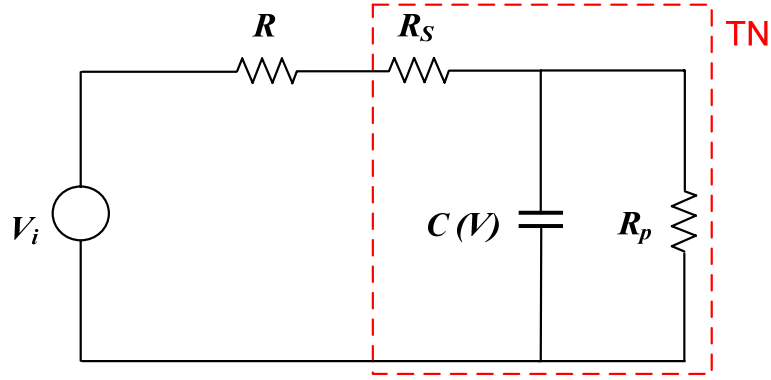


Figura II-53. Circuito de medida de la variación de la capacidad del dispositivo TN en función de la tensión aplicada

La señal de entrada del circuito va a consistir en una señal de prueba formada por una onda cuadrada de 3KHz compensada en DC, con pulsos de tensión de distinta amplitud.

El período de esta señal tiene que estar dentro del rango de la frecuencia donde el dispositivo tiene un comportamiento capacitivo. Inicialmente se han buscado los voltajes que producen un nivel de transmisión máximo y mínimo en el dispositivo, además se ha realizado un barrido para buscar los valores intermedios más adecuados. En la figura II-54 se representa la variación en la transmisión que generan los diferentes niveles de tensión positivos y negativos seleccionados.

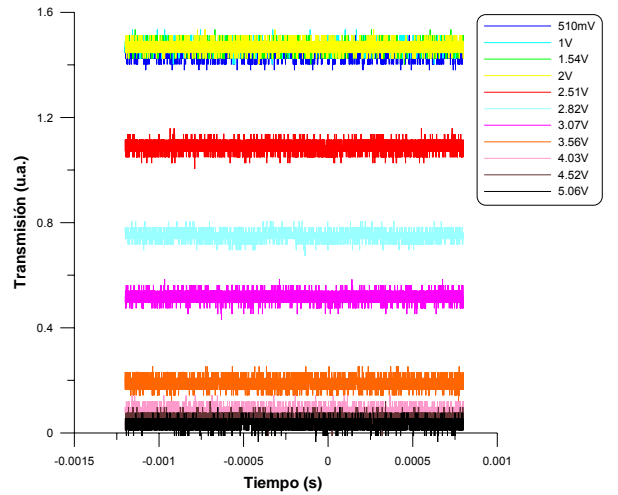


Figura II-54. Evolución de la transmisión óptica en función del voltaje aplicado en extremos del dispositivo TN

A partir de la medida del tiempo de subida en extremos del dispositivo de cristal líquido, la variación de la capacidad se deduce a partir de la siguiente expresión que relaciona la capacidad del dispositivo en función del tiempo de subida, t_r , y la resistencia R del circuito,

$$C_{CL}(V_{RMS}) = \frac{t_r}{0.7 \cdot \pi \cdot R} \quad (II,29)$$

En la figura II-55 se representan la variación de la capacidad para diferentes niveles de voltaje en extremos del dispositivo.

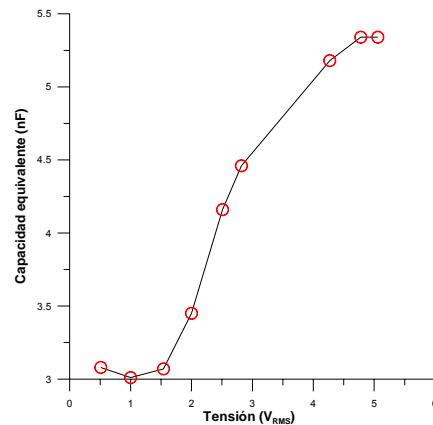


Figura II-55. Resultado de la medida de la capacidad en función de la tensión eficaz aplicada al dispositivo TN

Se observa que por debajo de 1.5V se encuentra el valor mínimo de capacidad. Por encima de este voltaje la transmisión comienza ligeramente a cambiar y se traduce en un incremento en la capacidad. Entre 2V y 4V la variación de la transmisión es mayor y esto se traduce en un aumento mas pronunciado de la capacidad que disminuye al llegar a los 5V. En ese instante la transmisión en el dispositivo es casi mínima y la capacidad cambia más lentamente hasta que llegar a un nivel de voltaje donde el dispositivo ha llegado a la saturación y el valor de la capacidad se mantiene aproximadamente constante.

El circuito empleado para la simulación en ORCAD se muestra en la figura II-56. Aunque el condensador es un elemento no lineal que depende del voltaje eficaz de la señal de entrada, para simplificar el modelo se ha representado este elemento por un condensador fijo para cada amplitud de la tensión de entrada V_i .

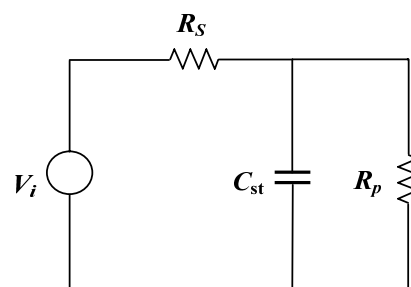


Figura II-56. Circuito equivalente simulado del dispositivo TN

II.3.1.2. Validación del CEE de Dispositivos TN

Para validar el CEE del dispositivo TN, se han tomado medidas de corriente sobre la muestra, de acuerdo con el método descrito en el apartado II.2.3a. Para evaluar el comportamiento dinámico del dispositivo se han utilizado señales triangulares para tres valores diferentes de frecuencia 100Hz, 1kHz y 10kHz y dos valores de amplitud, 5V_{pp} y

10V_{pp}. El resultado obtenido se muestra en la figura II-57 donde las medidas reales se comparan con las corrientes obtenidas en la simulación.

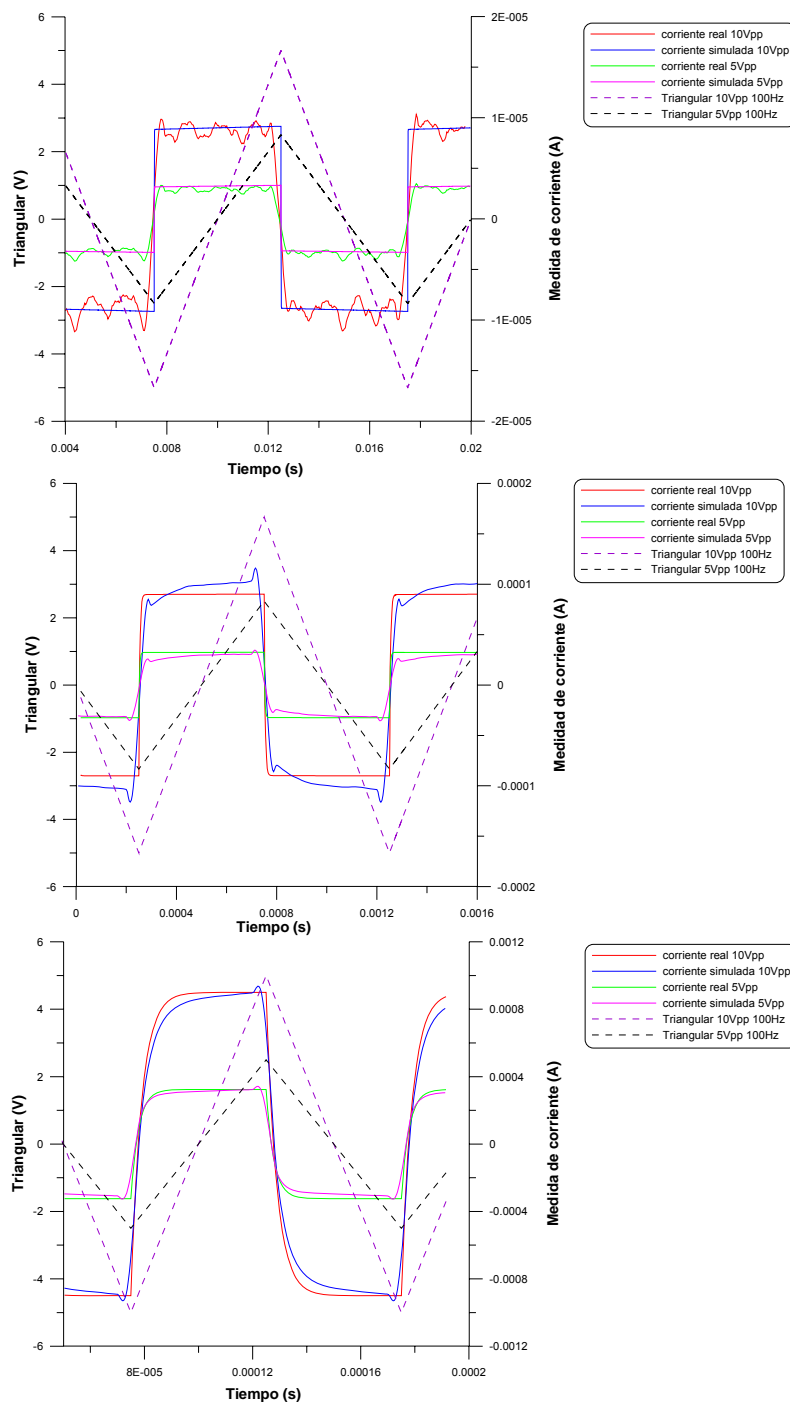


Figura II-57. Resultados de la simulación del circuito eléctrico equivalente del dispositivo TN

De los resultados obtenidos se destaca que la corriente obtenida en la simulación se aproxima a la real, proporcionando información sobre el incremento de la corriente frente a los diferentes niveles de voltaje. Además en estas gráficas se observa como la corriente crece al aumentar la frecuencia de la señal triangular.

Por otro lado, cuando se utiliza una frecuencia elevada la corriente deja de tener una forma rectangular y se convierte en una señal triangular como la de la señal de entrada. En este caso, la frecuencia de la señal de entrada no es suficientemente elevada para que esto ocurra pero en la última gráfica se puede ver como deja de ser rectangular como en los anteriores casos.

Para realizar la simulación de la corriente, en el caso de utilizar una señal triangular de 5Vpp, como su valor eficaz es de 1.45V, se ha escogido un condensador de 3.12nF. En el caso de que la señal tenga una amplitud de 10Vpp, al ser su valor eficaz de 2.89Vpp, el condensador utilizado vale 4.5nF. El resto de componentes R_S y R_P se han mantenido constantes al realizar las simulaciones.

En la siguiente figura se representa una comparación entre la medida real y la simulada en el caso de que el nivel de DC sea igual a cero y que ocurre al ir cambiando la capacidad,

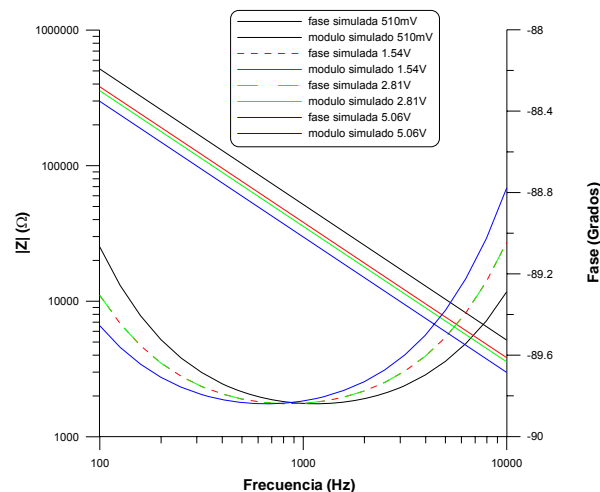


Figura II-58. Comparación de la impedancia, módulo y fase simulada mediante el circuito eléctrico equivalente propuesto con sus parámetros optimizados para diferentes voltajes eficaces a la entrada del dispositivo TN

II.4 BIBLIOGRAFIA

[II-1] W. S. Park, J. Kang, C. G. Jhun, D. W. Choi, K. Y- Han, T. Yoon y J. C. Kim, "Modified Equivalent Circuit Model for Frustrated Antiferroelectric Liquid Crystal Displays", Proc. of the 2001 Int. Meeting on Information Display (2001).

[II-2] T. Verhulst, "Analytical Modelling of Active-Matrix Driving of Liquid Crystals with Spontaneous Polarization", Japanese Journal of Applied Physics, **36**, 720-729 (1997).

- [II-3] G. Andersson, "Electro-Optic Effects in Chiral Smectic Liquid Crystals". Tesis Doctoral, University of Gothenburg (1992).
- [II-4] J. Fünfschilling y M. Schadt, "Physics and Electronic Model of Deformed Helix Ferroelectric Liquid Crystal Displays", Japanese Journal of Applied Physics, **33**, 4950-4959 (1994).
- [II-5] D. Yang y S. Wu, "Fundamentals of Liquid Crystal Devices", Wiley, Great Britain (2006).
- [II-6] T. Yamaguchi, Y. Hara, H. Fujiwara, G. Itoh and H. Okumura. "Equivalent Circuit Model for Thresholdless Antiferroelectric Liquid Crystal Displays". Japanese Journal of Applied Physics, **38**, 4127-4131 (1999).
- [II-7] J. M. S. Pena, "Caracterización de Pantallas de Cristal Líquido Ferroelectrico", Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (1993).
- [II-8] M. R. Costa, R. A. C. Altafim, A. P. Mammana. "Electrical Modeling of Liquid Crystal Displays-LCDs", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, **13**, 204-210 (2006).
- [II-9] E. Barsoukov, J. R. Macdonald. "Impedance Spectroscopy. Theory, Experiment, and Applications", Wiley Interscience Publications, United States of America (2005).
- [II-10] D. M. Marquardt. "An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters". SIAM Journal on Applied Mathematics, **11**, 431-441 (1963).
- [II-11] Hewlett Packard, "HP 4194A Impedance / Gain-Phase Analyzer. Operation Manual", Japan (1990).
- [II-12] Solartron Analytical, "1260 Impedance / Gain-Phase Analyzer. Operating Manual" (2001).
- [II-13] LeCroy Corporation, "Lecroy User Manuals", New York (2007).
- [II-14] "NI-VXI User Manual", National Instruments (1996).

- [II-15] Agilent Technologies Inc, "HP33120A. Operation Manual", EEUU (1994).
- [II-16] FLC Electronics, "Boadbad Linear Amplifier. Model F10A", Sweden (2004).
- [II-17] Agilent Technologies Inc, "VEE Pro Advanced Programming Techniques", EEUU (2002).
- [II-18] J. F. Mora, P. G. Gutierrez, "Instrumentación Aplicada a la Ingeniería", E.T.S. de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos, Universidad Politécnica de Madrid, 753pp (1993).
- [II-19] R. P. Areny, "Sensores y Acondicionadores de Señal", Marcombo S.A., Barcelona (2003).
- [II-20] J.M. Otón, C. Toscano, V. Urruchi, J.L. Gayo y X. Quintana. "Diseño de Formas de Onda para la Excitación de Pantallas de Cristal Líquido sobre Silicio con Respuesta Electro-óptica sin Umbral", 2ª Reunión Española de Optoelectrónica, (2001).
- [II-21] V. Urruchi, "Micropantallas de Cristal Líquido sobre Silicio Basadas en Materiales Esméctico Quirales con respuesta en V", Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (2004).
- [II-22] X. Quintana, P.L. Castillo, J.M. Otón, N. Bennis, A. Lara, V. Urruchi and R. Dabrowski, "Video-rate Multiplexed Driving Scheme for Passive Antiferroelectric Liquid Crystal Displays", Opto-Electronics Review, **12**, 291-294 (2004).
- [II-23] V. Urruchi, I. Pérez, J.M.S. Pena, J.C. Torres, P.L. Castillo, X. Quintana, J.M. Otón. "Electrical Response of Antiferroelectric Liquid Crystal Cells with Asymmetric Response", Molecular Crystals and Liquid Crystals, **450**, 17-28 (2005).
- [II-24] X. Quintana y C. Rodrigo, "Tecnología y Aplicaciones de Displays Comerciales", Curso de extensión Universitaria. Manual de prácticas, Universidad Carlos III de Madrid (1997).
- [II-25] C. Rodrigo, "Desarrollo y Caracterización Electroóptica de Pantallas Planas de Cristal Líquido de Gama Alta", Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (1999).

- [II-26] J. M. Albella, J. M. Martinez. “Física de Dieléctricos. Aplicación a los Materiales y Dispositivos Electrónicos”, Marcombo S.A., Barcelona (1984).
- [II-27] D. Vladikova, “a,b,c Impedance”, Institute of Electrochemistry and Energy Systems, Bulgaria (2006)
- [II-28] G. Amorensen, “LCR Impedance Measurement Basics”, Hewlett Packard Company, USA (1997).
- [II-29] K. Okada and T. Sekino, “The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques”, Agilent Technologies, USA (2006).
- [II-30] Solartron Analytical. “Zplot for Windows. Electrochemical Impedance Software. Operating Manual”. Scribner Associates Inc, Southern Pines (2001).
- [II-31] I. Pérez, J.C. Torres, C. Marcos, R. Manzanés, J. M. S. Pena. “Obtención de la Respuesta Electro-óptica de Dispositivos de Cristal Líquido Antiferroeléctrico a partir de la Medida de Corriente”, 5ª Reunión Española de Optoelectrónica, 111-114 (2007).
- [II-32] J. C. Torres, J. M. S. Pena, I. Pérez, V. Urruchi, R. Manzanés, J. I. Santos. “Corrientes de Conmutación en Células de Cristal Líquido Antiferroeléctrico con Respuesta Electroóptica Asimétrica”, 4ª Reunión Española de Optoelectrónica, 179-182 (2005).
- [II-33] Burr Brown International, “OPA 129. Ultra-Low Bias Current Operational Amplifier”, USA (1994).
- [II-34] Orcad Technical Support, “A Nonlinear Capacitor Model for Use in Pspice”, Cadence Design Systems (1999).
- [II-35] J. M. S. Pena, I. Pérez, V. Urruchi, J. C. Torres and J.M. Otón. “Temporal Electrical Response of Chiral Smectic Liquid Crystal Displays with V/W-shaped Electrooptical Characteristic”, Opto-Electronics Review, **16**, 189-193 (2008).
- [II-36] J. M. S. Pena, I. Pérez, V. Urruchi, J. C. Torres and J.M. Otón. “Temporal Electrical Behavior of V/W-shaped Chiral Smectics Liquid Crystal Displays”, International Workshop on Liquid Crystals for Photonics, Gante, Bélgica (2006).

- [II-37] V. Urruchi, I. Pérez, J. M. S. Pena, J. C. Torres, R. Manzanares, X. Quintana and J.M. Otón. "Liquid Crystal Materials with Asymmetric Switching for Microdisplay Applications", Proc. SPIE, **5840**, 8pp. (2005).
- [II-38] J. C. Torres, N. Gaona, I. Pérez, V. Urruchi and J. M. S. Pena, "Temperature Dependence of Liquid Crystal Electrical Response by Impedance Analysis", Proc. SPIE, **6593**, 9pp. (2007).
- [II-39] Scribner Associates Inc, "Circuit Elements, Zview2 Help", [<http://scribner.com>] (2000).
- [II-40] J. O'M. Bockris, A. K. N. Reddy, "Modern Electrochemistry 2B: Electrode Processes in Chemistry, Engineering, Biology and Environmental Science", Springer 2nd edition, United States of America (2008).
- [II-41] M. Itagaki, A. Taya, K. Watanabe, and K. Noda, "Deviation of Capacitive and Inductive Loops in the Electrochemical Impedance of a Dissolving Iron Electrode", Japan Society for Analytical Chemistry., **18**, 641-644 (2002).
- [II-42] P. Zoltowski, "On the Electrical Capacitance of Interfaces Exhibiting Constant Phase Element Behaviour", Journal of Electroanalytical Chemistry, **443**, 149-154 (1998).
- [II-43] J. Bisquert, G. Garcia-Belmonte, F. Fabregat-Santiago, N. S. Ferriols, P. Bogdanoff, and E. C. Pereira, "Doubling Exponent Models for the Analysis of Porous Film Electrodes by Impedance: Relaxation of TiO₂ Nanoporous in Aqueous Solution", The Journal of Physical Chemistry, **104**, 2287-2298 (2000).
- [II-44] S. Westerlund and S. Ekstam, "Capacitor theory", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, **1**, 826-839 (1994).

CAPITULO III: NUEVAS APLICACIONES ELECTRÓNICAS DE DISPOSITIVOS BASADOS EN CRISTALES LÍQUIDOS

La aplicación más tradicional de los materiales cristal líquido, debido a sus especiales características electro-ópticas, es su uso en la construcción de pantallas. También se utilizan desde hace más de dos décadas en aplicaciones alternativas de tipo fotónico tales como multiplexores, filtros ópticos, enrutadores, entre otras. Sin embargo, las aplicaciones electrónicas, es decir, las que procesan señales eléctricas en el rango de las frecuencias de radio (kHz-GHz) utilizando dispositivos que incorporan los citados materiales CL son más recientes y están aún poco exploradas [III-1]. Estos dispositivos se comportan básicamente como un condensador y tienen la propiedad de que su capacidad puede ser controlada externamente mediante una tensión aplicada entre sus terminales [III-1, III-2]. En este

capítulo, se van a proponer circuitos donde puede ser de alto interés esta variación de la capacidad. En este ámbito de aplicación, el uso de estos dispositivos en circuitos de radiofrecuencia (RF), tales como osciladores o resonadores sintonizables, cuyas características en frecuencia dependen de esta capacidad, aportan una solución alternativa y, en ocasiones, mejorada a las ya existentes de tipo comercial.

El circuito resonante es uno de los elementos más utilizados en la electrónica de radiofrecuencia. Todos los circuitos emisores y receptores o equipos de verificación disponen de más de un bloque resonante que permite seleccionar una cierta banda de frecuencias centrada sobre una frecuencia particular y eliminar o atenuar las componentes de frecuencia situadas fuera de ésta. Estos circuitos en el sentido utilizado aquí, aluden a un circuito analógico, tal como un filtro, conocido por el nombre de filtro LC, debido a que en su construcción se emplean bobinas y condensadores. En la realización de este tipo de filtros se pueden plantear las condiciones de funcionamiento nominal del dispositivo que se ajusten lo mejor posible a nuestras necesidades (diseñados para responder óptimamente cuando funcionan a una específica frecuencia, nivel de energía o impedancia).

Los primeros dispositivos ajustables en frecuencia se realizaron con ayuda de componentes activos como diodos Varicap o Varactores, diodos Schottky y diodos PIN.

Los diodos Varactores y Schottky son componentes que incluyen una capacidad, C , que varía según la tensión estática inversa aplicada. Este tipo de dispositivos se forman uniendo un material de tipo n , dopado con una concentración de impurezas donadoras de electrones (N_d), a un material de tipo p , con una concentración de impurezas aceptadoras de electrones (N_a). La capacidad de este tipo de dispositivos viene dada por la siguiente expresión [III-3]:

$$C = A \cdot \left[\frac{1}{2} \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)^{-1} \cdot (\theta_0 + V^{-1}) \right]^{1/2} \quad (\text{III},1)$$

Donde A es el área de la unión, ε_0 y ε_r representan la constante dieléctrica del vacío y la relativa del material, θ_0 el potencial de contacto (sobre 0.6V en silicio y 0.2V en germanio, dependiendo de la concentración del material dopado) y V es la tensión inversa aplicada a la unión (tensión de bias).

La capacidad C en los diodos comerciales es típicamente del orden de 1 a 100pF. Esta propiedad, por lo tanto, es utilizada en circuitos cuyas características en la frecuencia dependen de esta capacidad [III-4, III-5].

El principio de funcionamiento de los dispositivos que utilizan diodos PIN difiere del ejemplo anterior. En estos dispositivos, se utilizan los diodos PIN como interruptores controlados por una tensión continua, siendo posible activar elementos capacitivos o inductivos del circuito y, en consecuencia, modificar sus características. De esta forma es posible tener estructuras más complejas utilizando diodos PIN que tienen tensiones de conmutación diferentes [III-6].

Durante los últimos años, los materiales cuya capacidad varía con la tensión han sido ampliamente investigados con el fin de desarrollar dispositivos de bajo coste tales como desfasadores, filtros, etc... Entre estos materiales, los cristales líquidos nemáticos presentan algunas ventajas que los hacen muy interesantes tales como una baja tensión de control. La capacidad de estos dispositivos puede ser controlada fácilmente variando el valor eficaz de dicha señal de control. Además, a muy altas frecuencias (microondas) presentan pocas pérdidas [III-7, III-8, III-9]. Tampoco hay que descartar otros tipos de cristales líquidos como los ferroeléctricos o antiferroeléctricos que poseen efecto memoria, siendo ésta una propiedad muy útil para reducir el consumo del circuito de control, al no necesitar mantener una tensión de control aplicada de forma constante.

Este capítulo está estructurado en dos partes. La primera presenta el estudio de los circuitos resonantes y de sus características en RF. Se examinará el concepto de factor de calidad de los circuitos resonantes serie y paralelo y se analizará el efecto que produce sobre él la existencia de una célula de cristal líquido nemático. También se estudiarán los efectos que tiene el comportamiento no ideal de los componentes sobre el funcionamiento y factor de calidad del circuito. En la segunda parte se estudian dos tipos básicos de osciladores sintonizables: el oscilador sinusoidal Colpitts y el oscilador de relajación, y se analizan los circuitos más habituales utilizados para este fin, sustituyendo el clásico condensador por una célula de cristal líquido nemático.

El rango de frecuencias en el que habitualmente se emplean los circuitos utilizados en RF es del orden de MHz o GHz, pero, debido a que se van a emplear células de cristal líquido nemático del tipo previamente caracterizado en el capítulo II.3.3 con una capacidad en el rango de nF, no va a ser posible alcanzar estas frecuencias. De todos modos, las muestras de cristal líquido de las que se dispone van a permitir contrastar las ecuaciones derivadas del análisis matemático con las simulaciones y medidas experimentales obtenidas en el laboratorio y comprobar la viabilidad de los circuitos sintonizables que se proponen.

III.1 CIRCUITOS RESONANTES SINTONIZABLES ELECTRÓNICAMENTE

Los filtros pasivos LC están constituidos por bobinas y condensadores. Siguiendo los métodos tradicionales se pueden calcular los componentes del filtro. Es sabido que las imperfecciones de las bobinas modifican la curva de la respuesta del filtro y el uso de un dispositivo de CL sustituyendo el condensador no va a ser una excepción. Un buen método consiste en efectuar una simulación reemplazando las bobinas perfectas L y el dispositivo de CL por su correspondiente modelo. Los elementos parásitos en el caso del dispositivo de CL se obtienen, bien midiendo la impedancia o como en el caso de la bobina, consultando la documentación del fabricante. En este capítulo, en primer lugar se modela el comportamiento eléctrico del dispositivo TN. A continuación se pasa a estudiar los resonadores serie y paralelo teniendo en cuenta los parámetros que afectan a los distintos elementos parásitos.

III.1.1. Modelo Eléctrico del Dispositivo de CL

Como paso previo al diseño y verificación experimental de los circuitos resonadores, es necesario modelar el comportamiento eléctrico del dispositivo TN que se va a utilizar en su construcción.

Para ello, se realiza una medida de la impedancia compleja de la célula de cristal líquido utilizada con el analizador de impedancias Solartron 1260 en un rango de frecuencia, entre 100Hz y 1MHz y un rango tensión de control de 0 a 8 voltios, observándose que la variación de las curvas del módulo y la fase de la impedancia se produce para tensiones de control de 1V a 3.5V. En este caso la transmisión del dispositivo de CL permanece constante, en el rango de frecuencias de medida, para cada tensión aplicada.

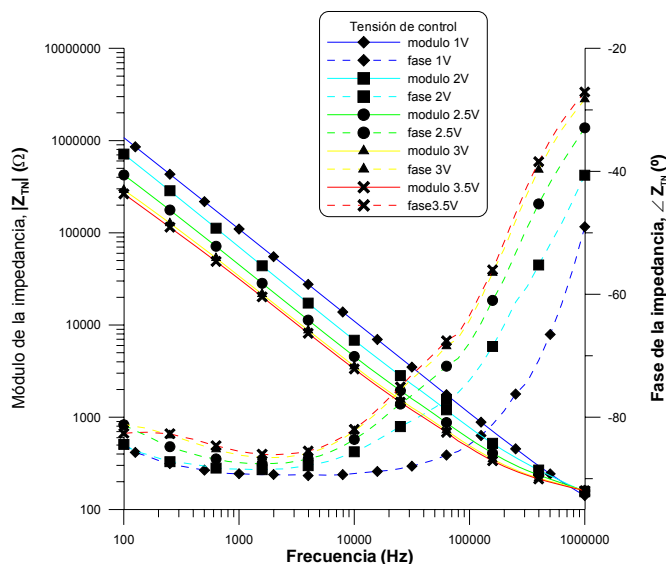


Figura III-1. Medida de la impedancia compleja (módulo y fase) en función de la frecuencia del dispositivo de CL empleado en la construcción de los circuitos resonantes, para diferentes niveles de tensión

Las curvas de respuesta en frecuencia del módulo ($|Z_{TN}|$) y la fase, ($\angle Z_{TN}$), de la impedancia se muestran en la figura III-1. La medida de impedancia muestra que el dispositivo TN tiene un comportamiento predominantemente capacitivo (ángulo de fase de la impedancia aproximadamente -90°) en un rango de frecuencias de 1kHz a 20kHz, por lo tanto, la bobina para la construcción de los resonadores se elegirá para que la frecuencia de resonancia del circuito se encuentre dentro de este rango, para todos los valores de la tensión de control del CL. En este caso, el valor seleccionado ha sido de $L=65\text{mH}$.

Posteriormente, la célula de cristal líquido fue modelada, ajustando las medidas de impedancia compleja obtenidas para diferentes tensiones de control, con los componentes del modelo equivalente de la figura III-2.

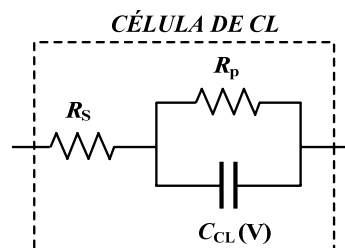


Figura III-2. Circuito equivalente del dispositivo TN utilizado en la construcción de los resonadores

En la siguiente tabla se muestra el valor de los componentes de este CEE para las distintas tensiones aplicadas entre los extremos de la célula de cristal líquido:

Tensión (V)	C_{CL} (nF)	R_p (M Ω)	R_s (Ω)
1	1.44	10.5	265
2	2.30		
2.5	3.51		
3	4.58		
3.5	4.92		

Tabla III-1. Valores de los componentes del CEE del dispositivo TN utilizado en la construcción de los circuitos resonantes

III.1.2. Resonador Serie

La configuración básica para el circuito resonante serie sintonizable que se propone aparece en la figura III-3. Este circuito está formado por un elemento inductivo (L) y una célula de cristal líquido TN que hace de elemento capacitivo. El circuito incorpora una fuente de tensión, V_{control} , para modificar la capacidad del dispositivo de CL.

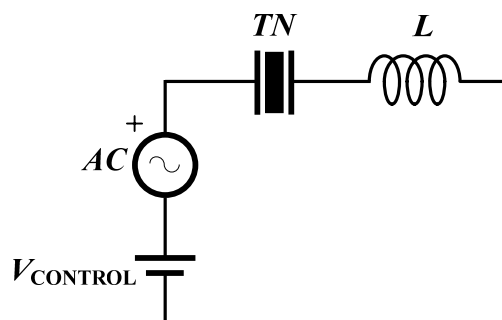


Figura III-3. Circuito resonante serie sintonizable utilizando una célula de cristal líquido

Además, en este circuito siempre estará presente un elemento resistivo, R , debido a la resistencia interna de la fuente, R_F , a la resistencia serie de la bobina, R_L , que crece al aumentar la frecuencia debido al efecto pelicular y a la combinación de resistencias del

modelo eléctrico equivalente de la célula de cristal líquido, R_p y R_s , que dan cuenta de las pérdidas en el dieléctrico (CL) y en sus electrodos. Teniendo en cuenta que la resistencia interna de la fuente y la resistencia serie de la bobina tienen un efecto despreciable en el rango de frecuencias considerado, el esquema equivalente del resonador acompañado de sus elementos parásitos viene dado en la figura siguiente.

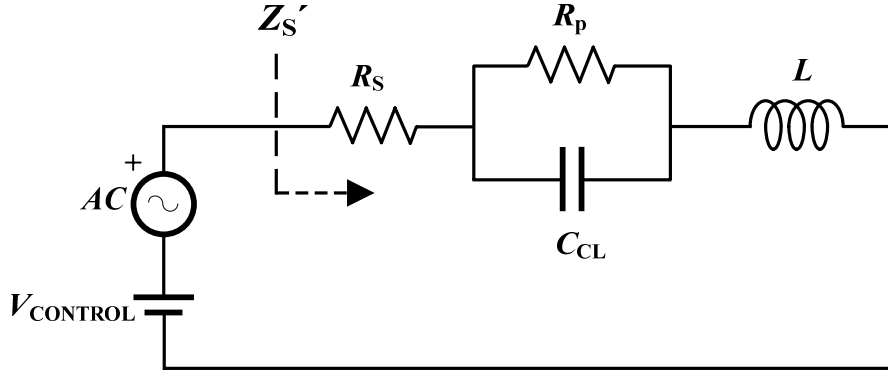


Figura III-4. Circuito resonador serie sintonizable real, incluyendo los elementos parásitos de los componentes

El análisis en alterna del circuito lleva a la siguiente expresión para la impedancia compleja total del circuito, $Z_s'(\omega)$.

$$Z_s'(\omega) = (R_s + R_p \parallel Z_{C_{CL}}) + Z_L \quad (\text{III},2)$$

Desarrollando esta expresión nos queda

$$Z_s'(\omega) = \frac{(R_s + R_p) - \omega^2 \cdot L \cdot C_{CL} \cdot R_p + j\omega(L + C_{CL} \cdot R_s \cdot R_p)}{1 + j\omega C_{CL} \cdot R_p} \quad (\text{III},3)$$

Donde $R_s \ll R_p$, y, en, este caso, $L \ll C_{CL} \cdot R_p \cdot R_s$, para todos los valores de la tensión de control, por lo tanto la expresión de la impedancia equivalente del resonador serie propuesto puede simplificarse como sigue

$$Z_s'(\omega) \cong \frac{1 - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot L + j\omega C_{CL} \cdot R_s}{1/R_p + j\omega C_{CL}} \quad (\text{III},4)$$

Por tanto, la frecuencia de resonancia, ω_0 , determinada cuando la impedancia del circuito sólo tiene parte real, es decir, es resistiva pura, es aproximadamente.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{CL}}} [\text{rad} / \text{s}] \quad (\text{III},5)$$

A la frecuencia de resonancia el módulo de la impedancia viene dado por la siguiente expresión

$$|Z_s'(\omega_o)| \cong \sqrt{\frac{\left(\frac{C_{CL}}{L}\right) \cdot R_s^2 \cdot R_p^2}{1 + \left(\frac{C_{CL}}{L}\right) \cdot R_p^2}} \quad (\text{III},6)$$

Esta expresión se puede simplificar como sigue, teniendo en cuenta que, en el circuito diseñado $(C_{CL} \cdot R_p^2)/L \gg 1$, para todos los valores de la tensión de control.

$$|Z_s'(\omega_o)| \cong R_s \quad (\text{III},7)$$

Por otro lado, para frecuencias muy bajas y muy altas el módulo de la impedancia del circuito tiende a hacerse muy elevado. Se observa que para frecuencias superiores a la de resonancia, predomina la impedancia inductiva frente a la capacitiva y el circuito responde con una constante de tiempo propia de un circuito RL.

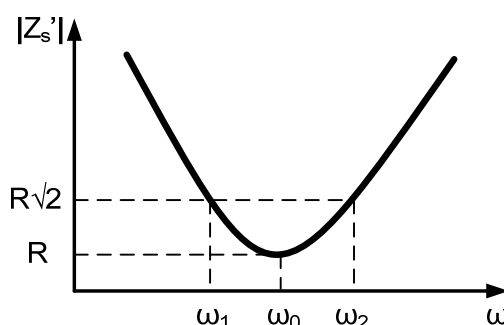


Figura III-5. Magnitud de la impedancia equivalente del circuito resonante serie sintonizable en función de la frecuencia

A bajas frecuencias ocurre lo contrario y responde como un circuito RC. En consecuencia la gráfica correspondiente a la impedancia del circuito RLC serie tiene forma de campana invertida (figura III-5).

El ancho de banda del circuito puede deducirse calculando las frecuencias de corte correspondientes a 3dB a partir de la siguiente igualdad.

$$|Z_s'(\omega)|_{3dB} = R \cdot \sqrt{2} \quad (\text{III},8)$$

Las frecuencias de corte ω_1 y ω_2 se encuentran, para el caso general, empleando primero el hecho de que se corresponden con las frecuencias a las que se produce una disminución en la corriente a 0.707 de su valor resonante, el cuál coincide con una impedancia igual a $\sqrt{2}$ multiplicado por el valor resonante, el cual denotamos como R [III-5].

En este caso, por tanto, el ancho de banda, BW, será:

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R_s}{L} \quad (\text{III},9)$$

En la mayoría de las aplicaciones es conveniente que el pico de la curva sea lo más estrecho posible, es decir, haya una gran sintonía. Se define un factor adimensional que evalúa la calidad de la selección y que recoge los dos factores de más importancia como son: la frecuencia de sintonía y el ancho de banda. Este parámetro se denomina factor de calidad y se define según la siguiente relación [III-10]:

$$Q = \frac{\omega_0}{BW} \quad (\text{III},10)$$

Si expresamos Q en términos de los parámetros del circuito, dentro de la ecuación tenemos,

$$Q = \frac{I}{R_s} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{CL}}} \quad (\text{III},11)$$

Por lo tanto, la forma de la curva de la figura III-5 depende de cada elemento del circuito serie RLC. Si se hace más pequeña la resistencia con una inductancia y una capacidad fijas, disminuye el ancho de banda y aumenta la selectividad. Asimismo, si aumenta la proporción L/C con una resistencia fija, el ancho de banda vuelve a disminuir con un incremento de la selectividad.

El análisis de un circuito resonante serie con una célula de cristal líquido lleva a los siguientes resultados: Al comparar las ecuaciones analizadas con las obtenidas en el caso de emplear un condensador ideal se tiene que emplear una célula de cristal líquido nemático supone una pérdida de calidad en la sintonía, debido a que en la componente resistiva de la expresión le estamos añadiendo las resistencias R_s y R_p . La frecuencia de corte inferior disminuye y la de corte superior aumenta, por lo tanto, el factor de calidad disminuye para la misma frecuencia de resonancia. En cambio la frecuencia de resonancia obtenida anteriormente y la analizada con un condensador ideal son aproximadamente iguales.

La representación gráfica de la figura III-6 permite conocer la impedancia del resonador serie real. Para lograr unos buenos resultados con el valor elegido de inductancia es necesario trabajar en un rango de frecuencia de dos décadas, con un límite inferior del orden de 1kHz y uno superior de 100kHz.

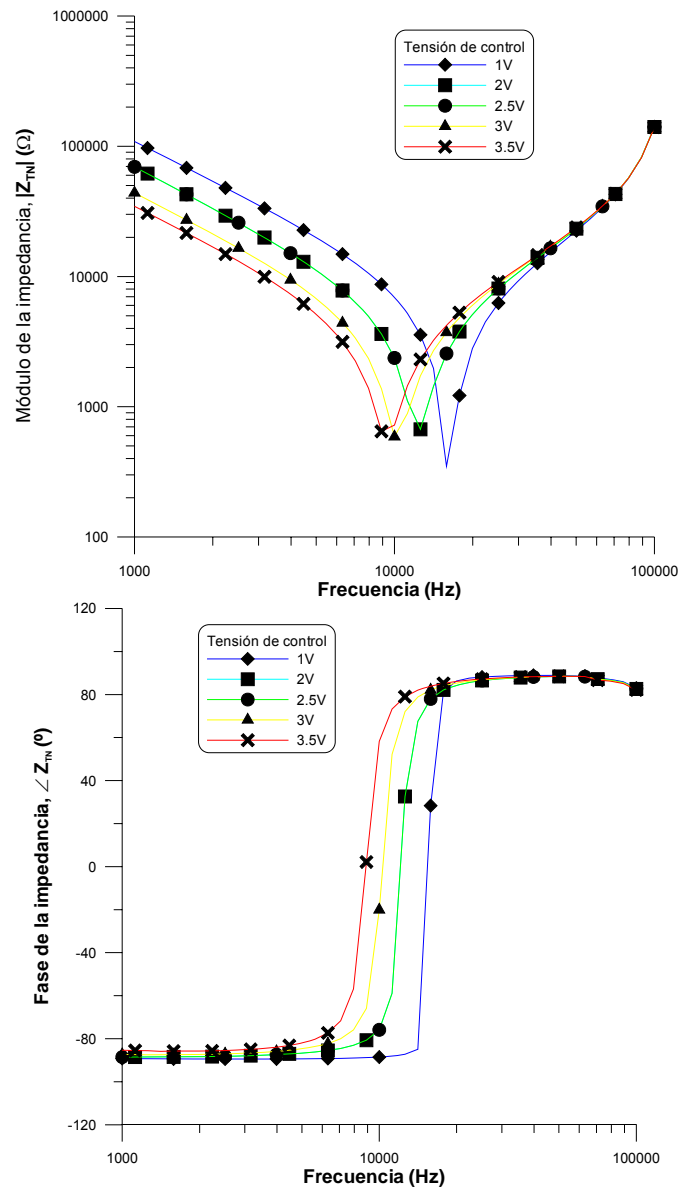


Figura III-6. Medida de impedancia del resonador serie sintonizable

El ensayo se realizó mediante la aplicación al circuito de una tensión eléctrica sinusoidal, y con un barrido de frecuencias desde 1kHz hasta 100kHz, acoplado además de un nivel de referencia DC (tensión de control) de amplitud seleccionable en un rango entre 1 a 3.5V, con una diferencia de 0.5V entre cada medida. Esta señal se generó y aplicó mediante un analizador de impedancias Solartron 1250 y la medición de la impedancia fue controlada por un ordenador mediante el bus de comunicación GPIB.

En la representación de la impedancia puede observarse el desplazamiento de la frecuencia de resonancia con la tensión aplicada. Además se obtiene un factor de calidad menor al ir aumentando el voltaje.

En la figura III-7 se compara la simulación del módulo y la fase de la impedancia del circuito resonador serie obtenida para diferentes tensiones de control (V_{bias}) junto a las medidas reales. Dicha simulación ha sido realizada utilizando el software de simulación electrónica Orcad-Pspice. La simulación se ha obtenido mediante un análisis de la respuesta del circuito en función de la frecuencia. El modelo del circuito RLC serie sintonizable anteriormente descrito permite analizar el circuito también mediante un análisis transitorio, lo cuál será muy útil para deducir la respuesta del circuito en aplicaciones de tipo práctico.

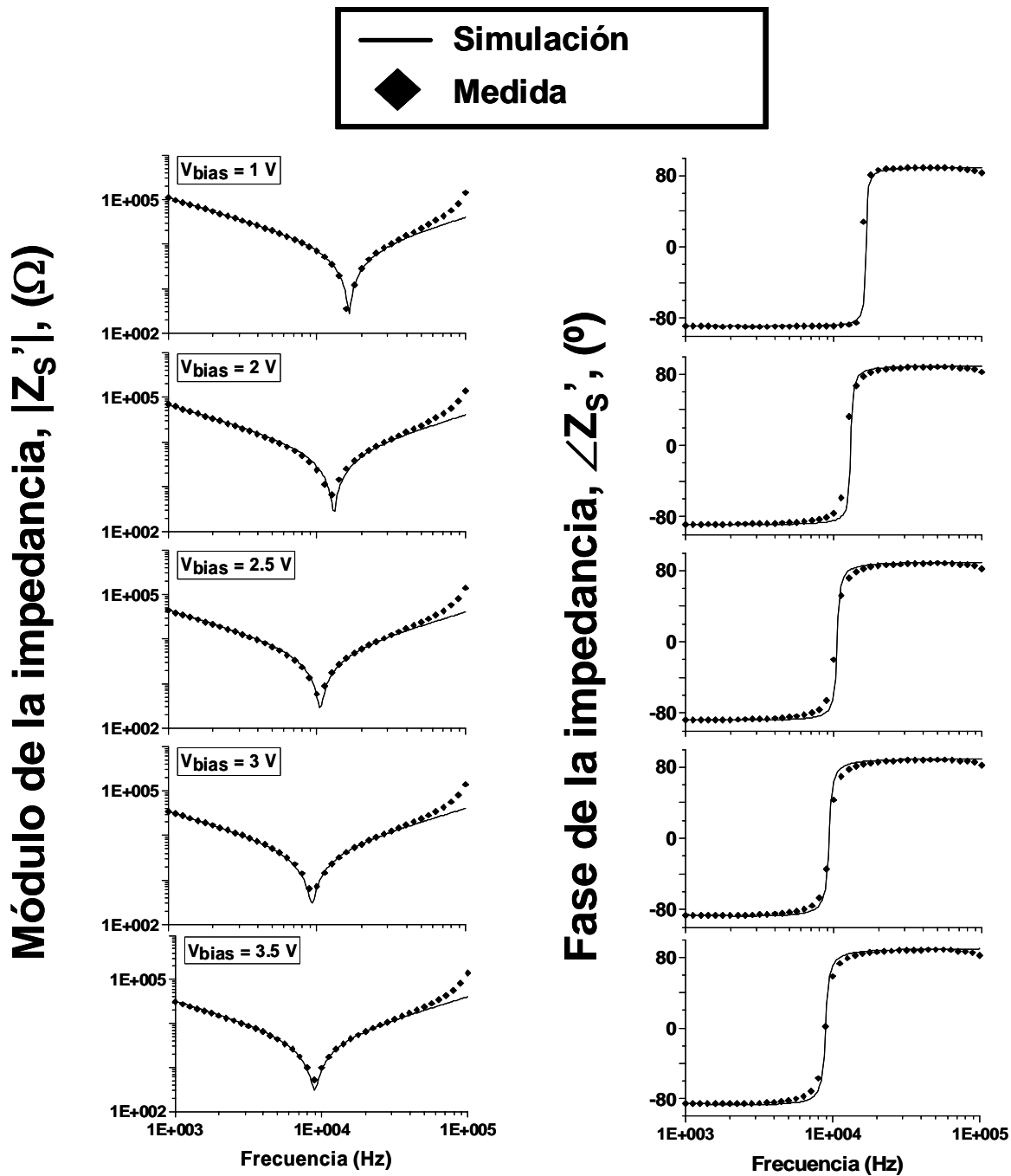


Figura III-7. Comparación entre la medida de la magnitud de la impedancia y su ángulo de fase frente a la simulación del circuito RLC serie sintonizable, para cada tensión de control

A continuación se puede estudiar el ángulo de fase, $\angle Z_s'$, asociado con la impedancia total del circuito en función del factor de calidad, Q , y la frecuencia de resonancia del circuito, ω_0 .

$$\angle Z_s' = \arctan \left[Q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (\text{III},12)$$

Por lo tanto, siendo $X_L = \omega \cdot L$ y $X_C = -1/\omega C$, las reactancias de los componentes inductivo y capacitivo del circuito resonante, respectivamente, en el caso de que $|X_L| > |X_C|$, cuanto mayor sea la diferencia más cerca de 90° estará el desfase, sin embargo, para las regiones donde $|X_C| > |X_L|$ el desfase se aproximará a -90° . Además la pendiente en zonas cercanas a la frecuencia de resonancia, está relacionada con la capacidad seleccionada en cada momento.

Por otro lado, al representar el módulo de la impedancia, a bajas frecuencias, éste es diferente dependiendo de la tensión de bias seleccionada. Esto es debido a que predomina el efecto capacitivo frente al inductivo.

A partir de los datos obtenidos se ha elaborado el gráfico de la figura III-8 en el que se puede ver que la variación de la frecuencia de resonancia es sensible a la tensión de control de la célula de cristal líquido de manera no lineal. Como se puede comprobar, existe una razonable concordancia entre la medida experimental y los resultados simulados. Esta pequeña discrepancia se puede asociar al error cometido en la medida y a las simplificaciones realizadas para minimizar la complejidad de cálculo [III-11].

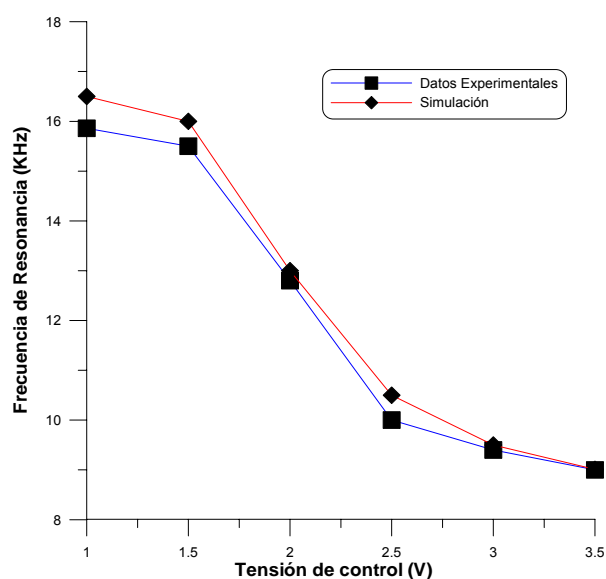


Figura III-8. Variación de la frecuencia de resonancia con la tensión de control para el resonador RLC serie sintonizable

III.1.3. Resonador Paralelo

El circuito resonante paralelo sintonizable propuesto tiene la configuración básica de la figura III-9. Una combinación paralelo compuesta por una inductancia, L , y una célula de cristal líquido TN, con una fuente de tensión de control para modificar la capacidad del dispositivo de CL.

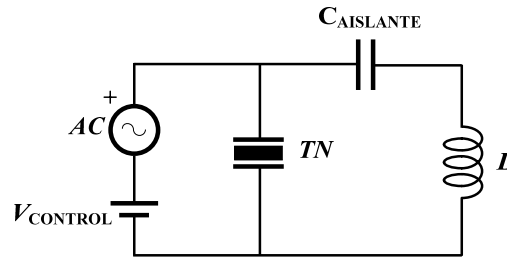


Figura III-9. Circuito resonante paralelo sintonizable utilizando una célula de cristal líquido

Se ha añadido un condensador ($C_{AISLANTE}$) para aislar la bobina de la corriente de la fuente de control.

El esquema equivalente del resonador acompañado de sus elementos parásitos, despreciando la resistencia de salida de la fuente y la resistencia serie de la bobina, viene dado en la siguiente figura.

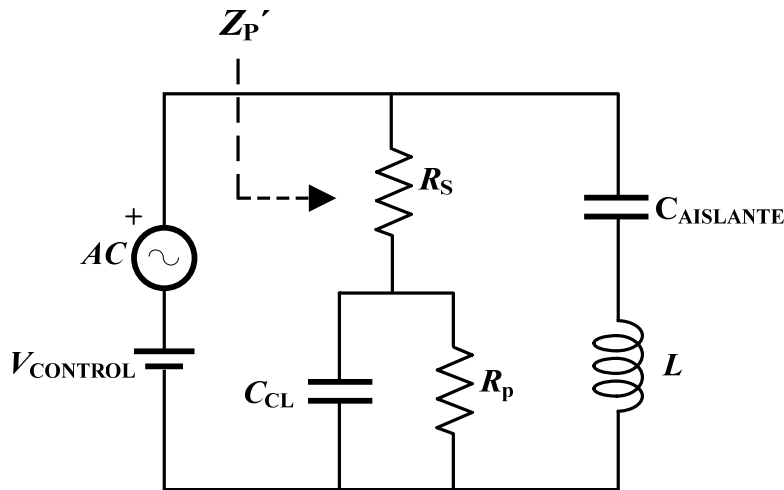


Figura III-10. Circuito resonador paralelo sintonizable real, incluyendo los elementos parásitos de los componentes

La impedancia equivalente del circuito, Z_P' , puede obtenerse, teniendo en cuenta que la capacidad del condensador $C_{AISLANTE}$ es muy grande (por tanto se comporta como un cortocircuito en el rango de frecuencias de trabajo del resonador), con la siguiente expresión

$$Z_P'(\omega) = \left(R_S + R_P \parallel Z_{C_{CL}} \right) \parallel Z_L = \frac{-\omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_P \cdot R_S \cdot L + j\omega L (R_S + R_P)}{(R_S + R_P) - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_P \cdot L + j\omega (L + C_{CL} \cdot R_P \cdot R_S)} \quad (III,13)$$

Donde $R_S \ll R_P$, y, en este caso, $L \ll C_{CL} \cdot R_P \cdot R_S$, para todos los valores de la tensión de control. Con estas consideraciones, la expresión de Z_P' se puede simplificar como sigue

$$Z_p'(\omega) \cong \frac{-\omega^2 \cdot C_{CL} \cdot R_s \cdot L + j\omega L}{1 - \omega^2 \cdot C_{CL} \cdot L + j\omega \cdot C_{CL} \cdot R_s} \quad (\text{III},14)$$

La frecuencia a la cual la impedancia del circuito sólo tiene parte real, es decir, es resistiva pura, es la frecuencia de resonancia, ω_0 , y tiene el siguiente valor:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{CL} \cdot L}} [\text{rad} / \text{s}] \quad (\text{III},15)$$

El módulo de la impedancia equivalente del circuito en la resonancia será

$$|Z_p'(\omega_0)| = \sqrt{\frac{\left(\frac{L}{C_{CL}}\right) + R_s^2}{\left(\frac{C_{CL}}{L}\right) \cdot R_s^2}} \quad (\text{III},16)$$

Esta expresión puede simplificarse como sigue, teniendo en cuenta que $R_s^2 \ll (L/C_{CL})$ para todas las tensiones de control.

$$|Z_p'(\omega_0)| \cong \frac{L}{C_{CL} \cdot R_s} \quad (\text{III},17)$$

Por otro lado, para frecuencias muy altas y muy bajas el módulo de la impedancia del circuito tiende a hacerse nula y a medida que nos acercamos a la frecuencia de resonancia la impedancia se hace muy grande. La curva de impedancia en función de la frecuencia (figura III-11) revela claramente que un circuito resonante paralelo exhibe una impedancia máxima a la frecuencia de resonancia, a diferencia del circuito serie, que experimenta niveles de resistencia mínima en la resonancia.

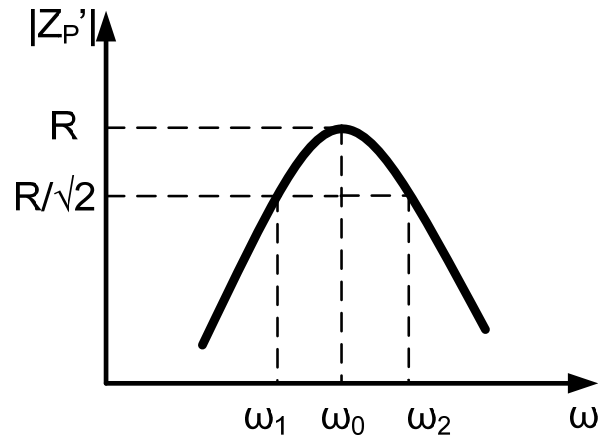


Figura III-11. Magnitud de la impedancia equivalente del circuito RLC paralelo sintonizable en función de la frecuencia

Por último, el factor de calidad del resonador paralelo sintonizable diseñado será:

$$Q \cong \frac{\omega_0 \cdot L}{R_s} \quad (\text{III},18)$$

En esta expresión se puede ver que el factor de calidad del circuito depende de la resistencia serie del dispositivo TN, R_s . Esto significa que cuanto más pequeña sea la resistencia de los contactos más selectivo será el resonador.

En la figura III-12 se representa la impedancia obtenida experimentalmente para el circuito RLC paralelo sintonizable. El ensayo se realizó de igual manera que con el resonador serie, mediante la aplicación al circuito de un potencial eléctrico sinusoidal, y con un barrido de frecuencias hasta los 100kHz, acoplado además un nivel de tensión de control de amplitud seleccionable en un rango entre 1 a 3.5V. Se ha escogido el mismo valor de inductancia que en el ejemplo anterior, por lo que la información relevante se encuentra en el rango de frecuencias entre 1kHz y 100kHz. En la representación de la impedancia puede observarse el desplazamiento de la frecuencia de resonancia con la tensión aplicada. Además como en el caso anterior se obtiene un factor de calidad menor al ir aumentando el voltaje.

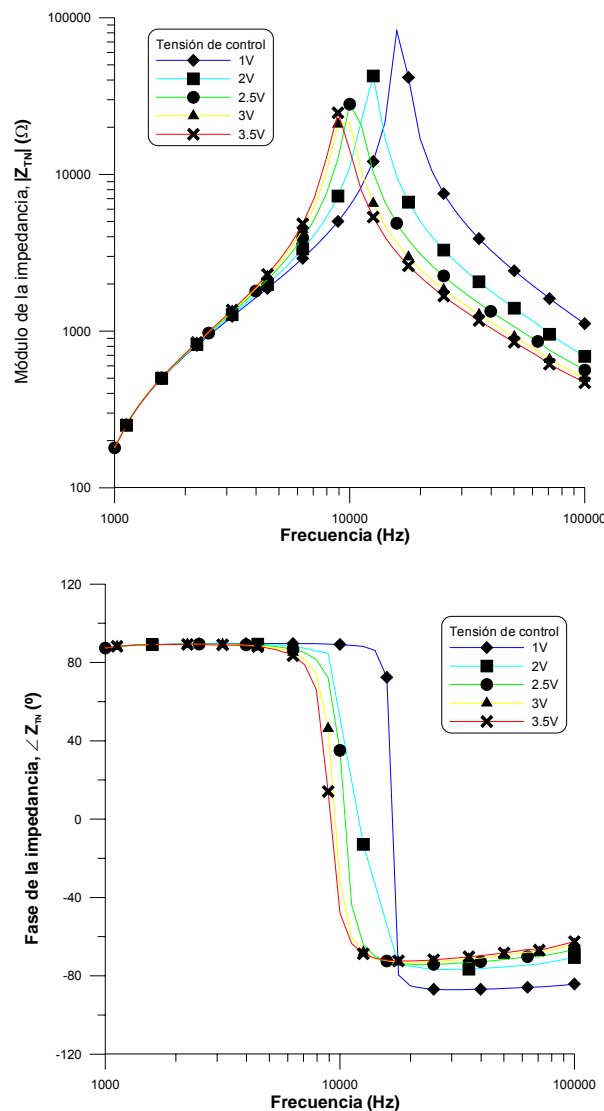


Figura III-12. Medida de impedancia del resonador paralelo para diferentes valores de tensión de control

La figura III-13 muestra la simulación del módulo y la fase de la impedancia del circuito resonador paralelo junto a las medidas reales.

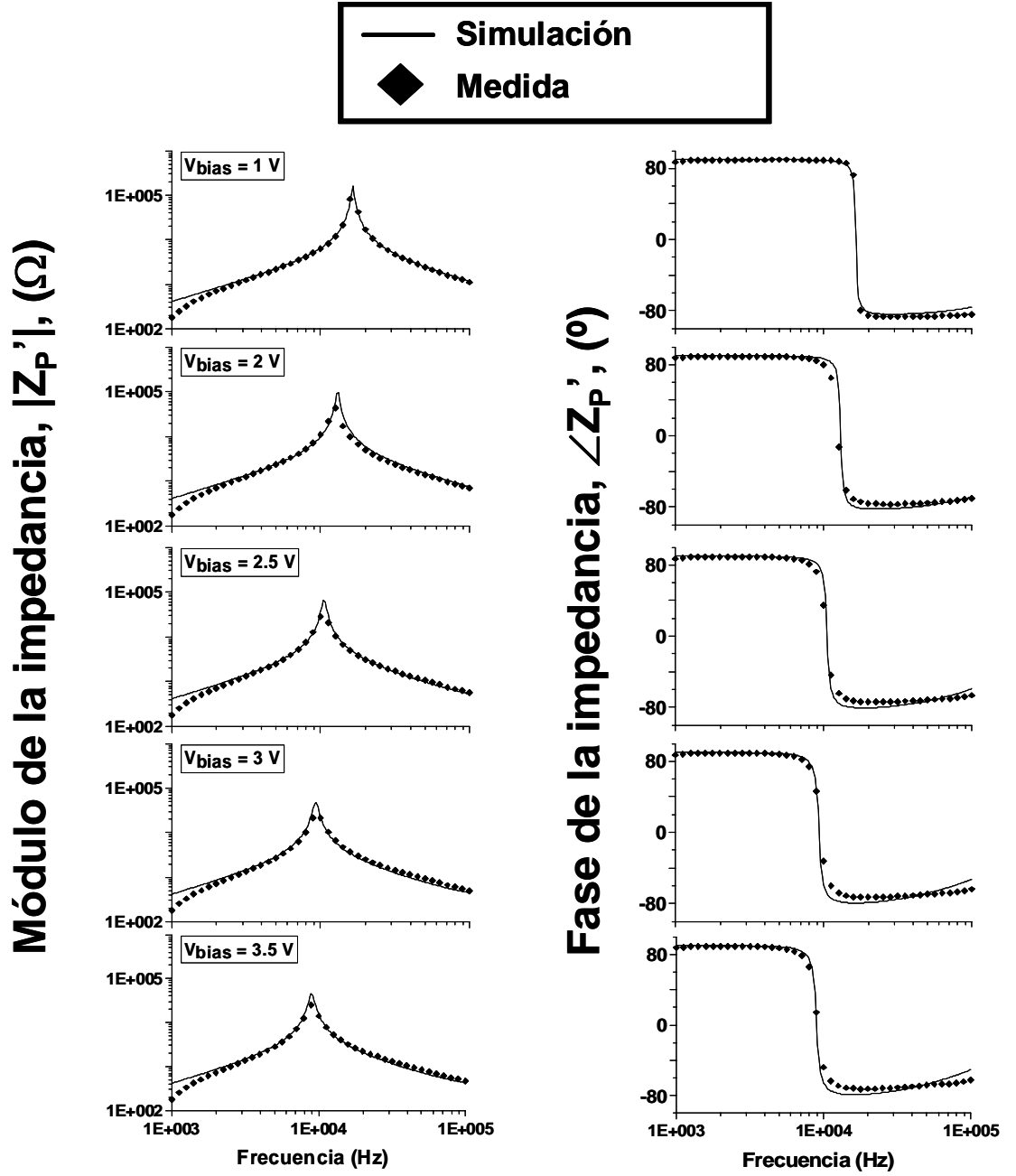


Figura III-13. Comparación entre la medida de la magnitud de la impedancia y su ángulo de fase del circuito RLC paralelo sintonizable frente a la simulación para cada tensión de control

Esta simulación ha sido obtenida utilizando el software de simulación electrónica Orcad-Pspice. El ángulo de fase asociado con la impedancia total del circuito, $\angle Z_p'$, es en este caso:

$$\angle Z_p' = -\arctan \left[Q \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] \quad (\text{III},19)$$

Por otro lado, al representar el módulo de la impedancia, en altas frecuencias, la impedancia es diferente dependiendo de la tensión de bias seleccionada, esto es debido a que predomina el efecto capacitivo frente al inductivo.

A partir de los datos obtenidos con la muestra se ha elaborado el gráfico de la figura III-14 en la que aparece representada la variación de la frecuencia de resonancia en función de la tensión de control aplicada para variar la capacidad de la célula de cristal líquido. Como en el resonador serie, la variación de la resonancia es sensible a la tensión de control de la célula de manera no lineal. Los resultados obtenidos de la simulación y de la medida experimental son muy concordantes,

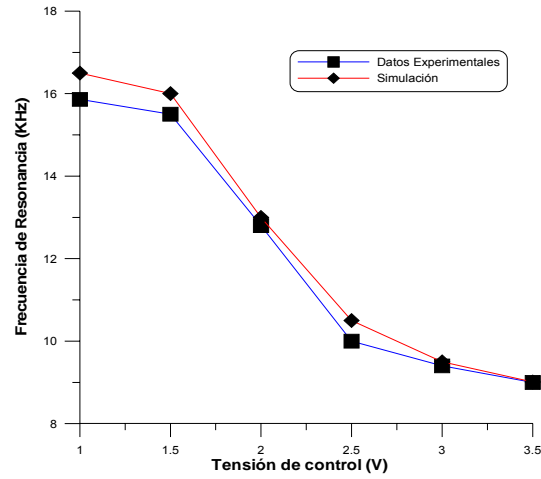


Figura III-14. Variación de la frecuencia de resonancia con la tensión de control para el resonador RLC paralelo sintonizable

lo cual valida de forma razonable el modelo establecido. La frecuencia de resonancia en Hertzios, f_0 , en función de la tensión de control de la célula, en ambos circuitos, se puede expresar de la siguiente manera [III-11]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{CL} \cdot L}} [Hz] \quad (III,20)$$

Por lo tanto, la frecuencia de resonancia viene determinada por la capacidad del dispositivo nemático, obtenida en el primer apartado de este capítulo.

III.2 OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN

Los osciladores controlados por tensión (Voltage Controlled Oscillator ó VCO) son osciladores con la característica de ser sintonizables externamente mediante una tensión de control. Se pueden distinguir varios tipos según el rango de frecuencias de trabajo. Los más importantes que generan señales de frecuencias por debajo de gigahertzios (GHz) son el oscilador con varactor y los generadores de pulsos [III-4].

Los osciladores con varactor se emplean en frecuencias que van desde algunos centenares de kHz hasta algunos GHz. Incluyen un diodo varactor cuya capacidad varía mediante la aplicación de una tensión inversa externa entre su ánodo y cátodo. Esta variación de capacidad modifica la frecuencia de oscilación del circuito. Dado que el factor de calidad de los varactores es bajo, no ofrecen una alta estabilidad, y se obtienen márgenes de sintonía del orden de una octava como máximo [III-5].

Los generadores de pulsos se emplean hasta frecuencias de unos pocos MHz. Se basan en que la frecuencia de oscilación puede variarse por medio de una tensión continua que controla, por ejemplo, la corriente de carga y descarga de un condensador. Poseen una estabilidad mala (los valores de los componentes pueden cambiar con la temperatura y el uso), pero ofrecen márgenes de variación de frecuencia muy grande del orden de 1:1000 [III-4].

En este apartado estudiaremos la manera de implementar diferentes tipos de VCO aprovechando la propiedad de que las células de cristal líquido tienen una capacidad variable que puede controlarse con una tensión aplicada entre sus electrodos. Para ello se va a implementar una configuración basada en un circuito sencillo de un oscilador con varactor y un multivibrador astable, reemplazando en ambos circuitos el elemento capacitivo, encargado de variar la frecuencia, por una célula de cristal líquido nemático. Adicionalmente, se resumirá su principio de funcionamiento y el criterio de oscilación y se describirá en detalle la teoría del comportamiento eléctrico de cada VCO propuesto, validándolo con medidas experimentales.

III.2.1 Osciladores Sinusoidales

Los osciladores son circuitos que tienen la propiedad de generar una señal sin ser excitados a la entrada. En este apartado se estudiará la implementación de un oscilador de Colpitts utilizando un amplificador operacional y varios componentes pasivos. La frecuencia del

oscilador se modificará al variar, la capacidad de una célula de cristal líquido nemático mediante una tensión de control.

III.2.1a Criterio de Oscilación

La estructura de los osciladores armónicos se basa en la de un amplificador con realimentación positiva. Este tipo de circuitos se puede descomponer en dos cuadripolos, tal como se muestra en la figura III-15 [III-12]:

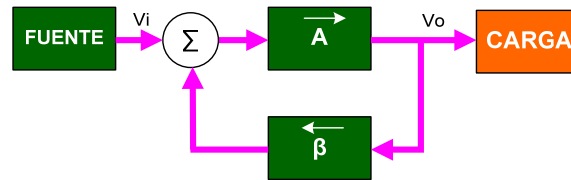


Figura III-15. Diagrama de bloques de un amplificador con realimentación positiva

Uno de los bloques es un amplificador con ganancia A formado por una red activa cuyo elemento amplificador puede ser un transistor bipolar, un transistor de efecto de campo o un amplificador operacional. Mientras que los dos primeros componentes se pueden emplear en aplicaciones de media y alta frecuencia, el principal problema del amplificador operacional es su ancho de banda limitado, por lo que se suele emplear en aplicaciones de media frecuencia. En el diseño del oscilador esta red trabaja en su rango de frecuencias medias.

El otro bloque es una red de selectiva en frecuencia, β , que muestrea la tensión de salida de la red amplificadora y la realimenta, multiplicada por el factor de realimentación, a la entrada. Esta red está compuesta por componentes pasivos tales como resistencias, condensadores o inductancias y posee una dependencia con la frecuencia que va a ser la que va a determinar la frecuencia de oscilación del circuito [III-12].

La siguiente expresión representa la ganancia en lazo cerrado de la figura III-15:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - A \cdot \beta} \quad (\text{III},21)$$

Para lograr que este circuito genere una señal sinusoidal se debe cumplir el criterio de Barkhausen, esto es, la ganancia de lazo $A \cdot \beta$ debe ser igual a 1 y el desfase alrededor del lazo deber ser 0° o algún múltiplo entero de 360° a la frecuencia de operación, y no a otras frecuencias.

Dado que, en este tipo de circuitos, la frecuencia de oscilación se diseña dentro del rango de frecuencias medias de la red amplificadora, será la red de realimentación, β , la que será

dependiente de la frecuencia y, determinará, por tanto, la frecuencia de la señal sinusoidal generada. Hay muchos tipos de redes que cumplen este requerimiento, los más simples son las redes resonantes LC y las constituidas por células de cambio de fase RC. La primera de ellas tiene la característica de que presenta una alta estabilidad y se suelen emplear en aplicaciones de media y alta frecuencia. El motivo de no utilizarlos en bajas frecuencias es debido a sus restricciones en cuanto a tamaño, peso y coste. En ese caso, aunque tienen una peor estabilidad se suelen utilizar las células de cambio de fase RC [III-13].

En el caso de que se cumpla el criterio de Barkhausen, el denominador de la ecuación (III,21) será cero. Esto significa que existirá una tensión de salida, incluso cuando la señal de entrada no está presente y, por lo tanto, el sistema oscilará.

En la práctica, si la ganancia es mayor que la unidad, al aumentar el nivel de oscilación, el elemento activo entra en régimen no lineal, reduciendo su ganancia hasta satisfacer la condición de régimen permanente

$$A \cdot \beta = 1 \quad (\text{III},22)$$

Es evidente que si la ganancia en lazo cerrado del sistema es menor que uno, la inexistencia de señal de entrada constante, llevaría a una disminución rápida y progresiva a cero de la señal de salida. Por todo ello, para asegurar que el circuito oscile, $A \cdot \beta$ debe hacerse ligeramente mayor que la unidad.

III.2.1b Oscilador Sintonizable

En la figura III-16 se muestra el esquema de un oscilador de tipo LC sintonizable conocido como oscilador Colpitts, utilizando como red amplificadora un amplificador operacional.

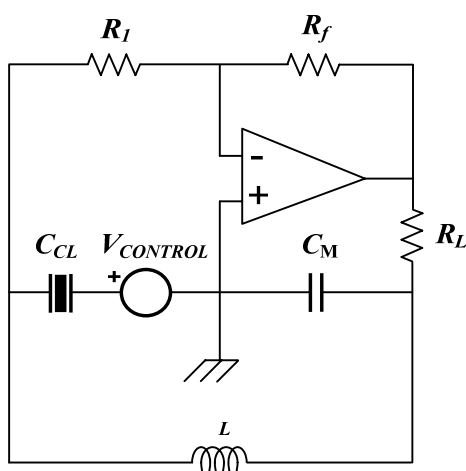


Figura III-16. Esquema de un oscilador Colpitts sintonizable utilizando un dispositivo de cristal líquido como capacidad variable

El circuito está formado por un amplificador operacional en configuración inversora con una ganancia a frecuencias medias constante, controlada por R_f y R_1 . El amplificador está realimentado positivamente a través de una red resonante que incluye una capacidad C_M , una célula de cristal líquido C_{CL} y una inductancia L .

En serie con la célula de cristal líquido está conectada una fuente de tensión, $V_{CONTROL}$, que será la encargada de controlar la capacidad de la célula de cristal líquido nemático. La tensión de control, al ser una señal de una frecuencia muy baja, próxima a DC, debido al propio efecto capacitivo de la célula de cristal líquido no afecta al circuito. Por lo tanto, a efecto de analizar el circuito en AC, a frecuencias medias, la fuente $V_{CONTROL}$ que controla la capacidad del dispositivo de cristal líquido puede ser omitida.

III.2.1b.1. Caracterización Eléctrica del Dispositivo de Cristal Líquido Mediante Espectroscopia de Impedancia

Como paso previo al análisis del oscilador es necesario obtener CEE del dispositivo del cristal líquido. Para ello, la impedancia compleja de la célula de cristal líquido utilizada fue medida con el analizador de impedancias Solartron 1260 en un rango de frecuencia, entre 500Hz y 500kHz y un rango tensión de control de 0 a 5 voltios. En este caso la transmisión del dispositivo de CL permanece constante, en el rango de frecuencias de medida, para cada tensión aplicada. Las curvas de respuesta en frecuencia del módulo y la fase de la impedancia se muestran en la figura III-17.

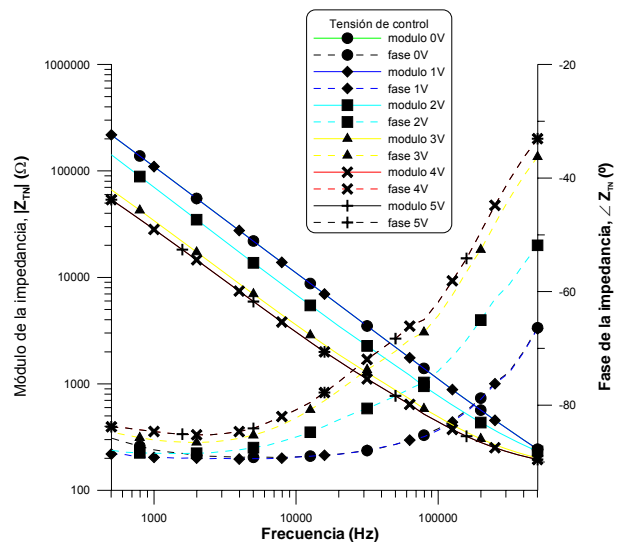


Figura III-17. Medida de la impedancia compleja (módulo y fase) en función de la frecuencia del dispositivo de CL empleado en la construcción del oscilador Colpitts sintonizable, para diferentes niveles de tensión

En las frecuencias más bajas del rango utilizado en el barrido de frecuencias, la característica capacitiva predomina sobre la resistiva. A partir de la frecuencia entorno a 80kHz el efecto resistivo empieza a notarse aunque todavía no predomina sobre el capacitivo. Por lo tanto, en el diseño del circuito la frecuencia de oscilación debe estar por debajo de esta frecuencia (80kHz) en la que comienza a ser significativo el efecto resistivo en la respuesta eléctrica de la célula de CL nemático.

Posteriormente, la célula de cristal líquido fue modelada, ajustando las medidas de impedancia compleja obtenidas para diferentes tensiones de control, con los componentes del modelo equivalente de la figura III-18.

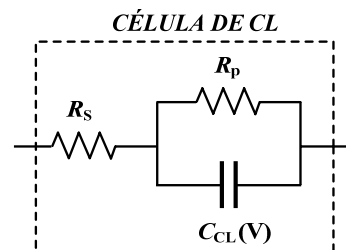


Figura III-18. Circuito equivalente del dispositivo de CL utilizado en la construcción del oscilador Colpitts sintonizable

En la siguiente tabla se muestra el valor de los componentes de este CEE para las distintas tensiones aplicadas entre los extremos de la célula de cristal líquido:

Tensión (V)	$C_{CL}(nF)$	$R_p(M\Omega)$	$R_s(\Omega)$
1	1.44	10	291.7
2	2.26		
3	4.40		
4	5.27		
5	5.62		

Tabla III-2. Ajuste de los datos experimentales con el modelo equivalente del dispositivo de CL utilizado en la construcción del oscilador Colpitts sintonizable

La capacidad varía con la tensión, siendo mínima para tensiones pequeñas y aumentando a medida que la tensión aplicada se incrementa.

III.2.1b.2. Análisis en Pequeña Señal del Oscilador Sintonizable

Volviendo al circuito oscilador, el amplificador operacional funciona como un amplificador inversor con ganancia, a frecuencias medias, $A_v = -R_f/R_1$. Su modelo de transtensión equivalente de pequeña señal se representa en la figura III-19.

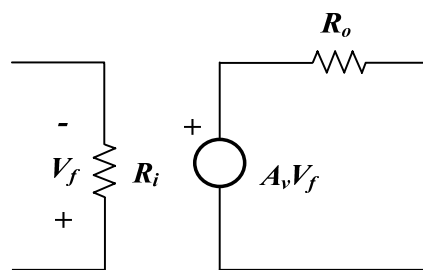


Figura III-19. Modelo equivalente de un amplificador operacional en configuración inversora

La resistencia de salida del modelo R_o será muy pequeña, despreciable frente a la resistencia R_L (figura III-16). La resistencia de entrada, R_i , es aproximadamente igual al valor de la resistencia R_1

Reemplazando el amplificador operacional por su modelo de transtensión, despreciando las pérdidas en la resistencia de la bobina se obtiene el circuito equivalente en pequeña señal a frecuencias medias del oscilador que se muestra en la siguiente figura.

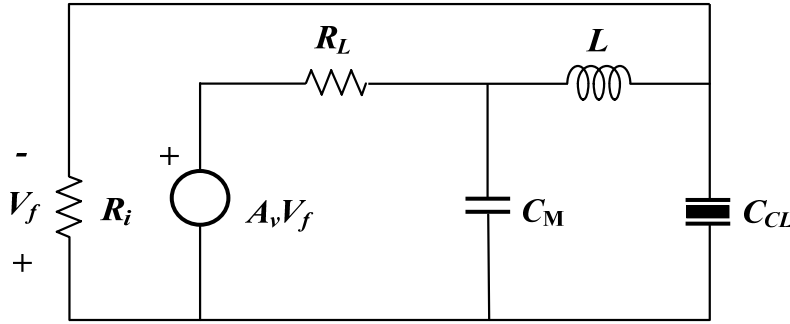


Figura III-20. Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts sintonizable

Donde no se ha incluido la resistencia de salida de la fuente de tensión de control debido a que es mucho más pequeña que la resistencia serie del dispositivo de CL.

Si se sustituye el dispositivo de cristal líquido por el circuito equivalente calculado en el apartado anterior se obtiene:

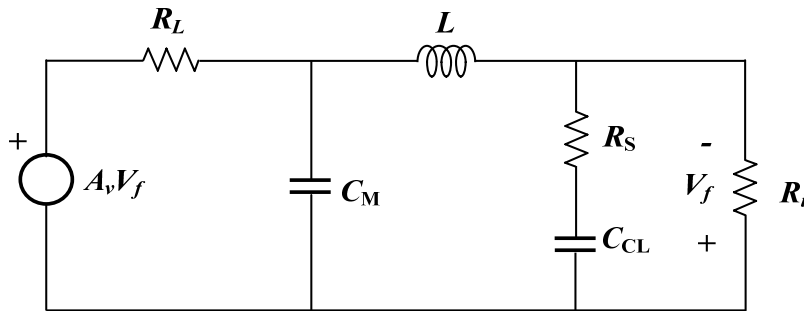


Figura III-21. Circuito equivalente en pequeña señal del oscilador Colpitts sintonizable sustituyendo el dispositivo de CL por su CEE

Donde no se ha incluido la resistencia R_p del CEE del dispositivo TN ya que a las frecuencias a las que se va a diseñar la frecuencia de oscilación (decenas de KHz) su efecto es despreciable.

Si se diseña R_1 para que su impedancia sea mucho mayor que la del dispositivo de CL a la frecuencia de oscilación, se obtiene la ganancia de lazo es

$$A \cdot \beta = \frac{A_v (X_{C_M} + jX_{C_M} \cdot R_S)}{-X_{C_M} (X_L + X_{C_{CL}}) + R_L \cdot R_S + j[X_{C_M} \cdot R_S + R_L (X_{C_M} + X_L + X_{C_{CL}})]} \quad (\text{III},23)$$

Donde X_{C_M} , X_L y $X_{C_{CL}}$ son las reactancias del condensador C_M , la bobina L y la célula de CL, respectivamente.

Aplicando el criterio de Barkhausen, se tiene que la frecuencia de oscilación es

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-R_L \cdot (C_M + C_{CL}(V))}{R_s^2 \cdot R_L \cdot C_M \cdot (C_{CL}(V))^2 + L \cdot C_{CL}(V) \cdot (R_s \cdot C_{CL}(V) - R_L \cdot C_M)}} \quad (\text{III},24)$$

Eligiendo la capacidad fija de la red de realimentación mucho mayor que la capacidad del CL en todo el rango de tensiones ($C_M \gg C_{CL}(V)$) y la resistencia R_L del orden de la resistencia serie de la célula TN ($R_L \approx R_s$) la ecuación anterior puede simplificarse como sigue:

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C_{CL}(V) - R_s^2 \cdot (C_{CL}(V))^2}} \quad (\text{III},25)$$

Diseñando el valor de la bobina, L , de la red β con la condición

$$L \gg R_s^2 \cdot (C_{CL}(V)) \quad (\text{III},26)$$

La frecuencia de oscilación del circuito puede obtenerse de forma simplificada como:

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L \cdot C_{CL}(V)}} \quad (\text{III},27)$$

Por lo tanto, como $C_{CL}(V)$ es una capacidad variable, el circuito puede ser ajustado para producir oscilaciones a diferentes frecuencias.

Por último, el valor de la resistencia de realimentación del amplificador operacional (R_F) se diseña para que se cumpla la condición de arranque del oscilador, $|A \cdot \beta(\omega_0)| > 1$, para todos los valores de la tensión de control aplicada entre los terminales del CL.

III.2.1b.3. Implementación del Oscilador Sintonizable

En la figura III-22 se representa el oscilador de Colpitts montado en el laboratorio. En este montaje se han utilizado dos diodos (D_1, D_2) y cuatro resistencias (R_5, R_4, R_2, R_3) para limitar la amplitud, evitando que el amplificador operacional llegue a la saturación.

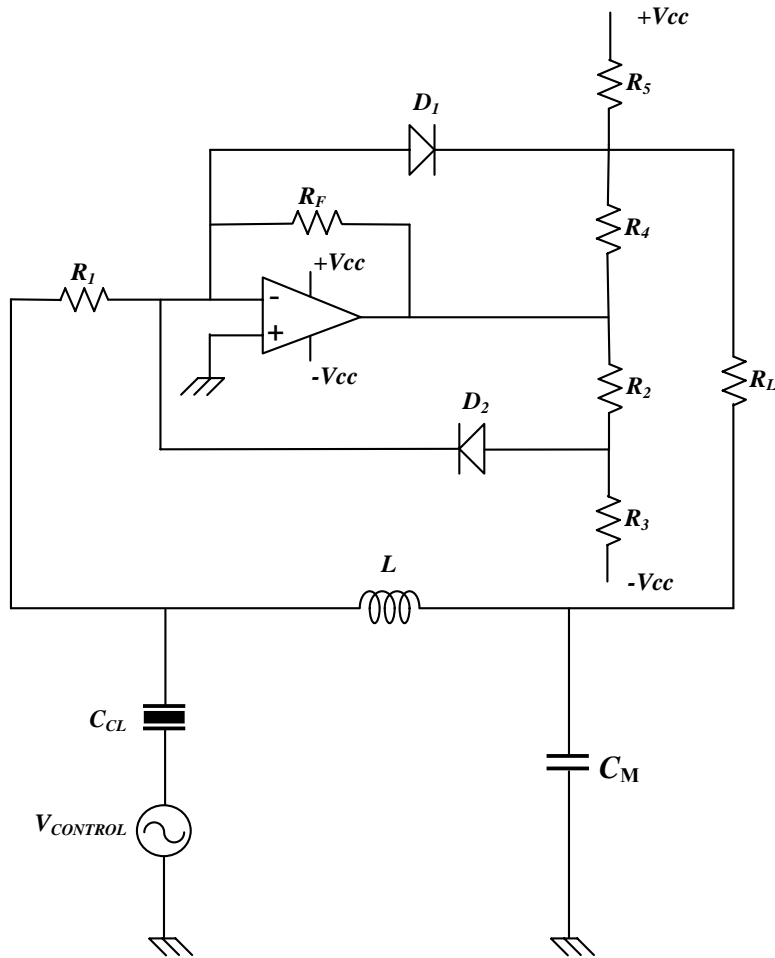


Figura III-22. Oscilador Colpitts montado en el laboratorio

Los componentes del circuito son:

Componente	Valor
R_F	234k Ω
R_L	180 Ω
R_1	100k Ω
R_2	1k Ω
R_3	1M Ω
R_4	1k Ω
R_5	1M Ω
C_2	100nF
L	4.7mH
D_1, D_2	$V_\gamma=0.6V$
A.O.	OPA445

Tabla III-3. Listado de componentes del oscilador Colpitts montado en el laboratorio

La figura III-23 representa la tensión eficaz aplicada a la célula de cristal líquido y la frecuencia de oscilación obtenida, para una tensión eficaz de control de 160mV. La frecuencia de oscilación medida es de 65,6kHz.

Utilizando la ecuación deducida anteriormente para hallar la frecuencia de oscilación, el valor teórico obtenido, es de:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{CL}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7mH \cdot 1.25nF}} = \frac{1}{15.23\mu s} = 65.7kHz \quad (III,28)$$

Este valor es muy parecido al valor obtenido experimentalmente. Para validar estos resultados se ha realizado la simulación del circuito con el software de simulación Orcad-Pspice. La figura III-24 muestra el resultado de esta simulación.

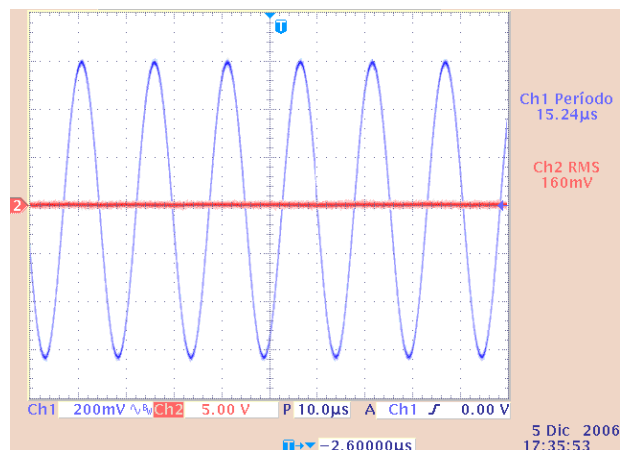


Figura III-23. Señal generada por el oscilador Colpitts al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de 160mV

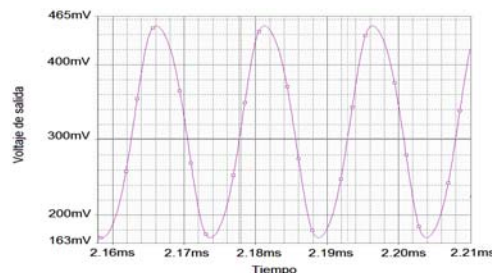


Figura III-24. Simulación del oscilador Colpitts sustituyendo el dispositivo de cristal líquido por un condensador de 1.25nF ($f_o=66.093kHz$)

Por otro lado, en la figura III-25 se representa una nueva tensión eficaz aplicada a la célula y la frecuencia de oscilación obtenida experimentalmente. En este caso la tensión eficaz es de 5.07V y la frecuencia de oscilación obtenida en el circuito es 39.3kHz.

El valor teórico calculado para la frecuencia de oscilación es en este caso

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{CL}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.7mH \cdot 4.04nF}} = \frac{1}{27.4\mu s} = 36.5kHz \quad (III,29)$$

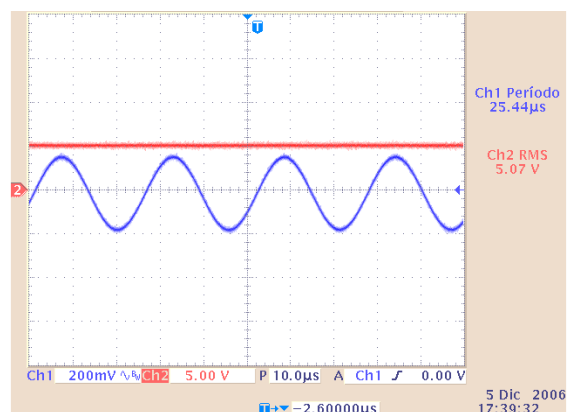


Figura III-25. Señal generada por el oscilador Colpitts al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de 5.07V

La figura III-26 muestra la frecuencia de oscilación obtenida en la simulación.

En la tabla III-4 se resumen las frecuencias de oscilación obtenidas mediante: medida experimental, cálculo teórico y simulación, para dos tensiones de excitación aplicadas al dispositivo de cristal líquido:

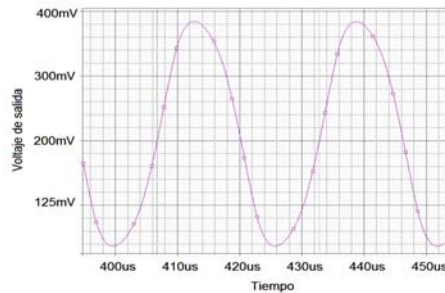


Figura III-26. Simulación del oscilador de Colpitts sustituyendo el dispositivo de cristal líquido por un condensador de 4.04nF ($f_o=39.123\text{kHz}$)

	Frecuencia de oscilación experimental	Frecuencia de oscilación teórica	Frecuencia de oscilación simulada
Medida 1: $V_{\text{control}} = 160\text{mV}_{\text{eff}}$	65.6kHz	65.7kHz	66.09kHz
Medida 2: $V_{\text{control}} = 5.07\text{V}_{\text{eff}}$	39.30kHz	36.5kHz	39.12KHz

Tabla III-4. Comparación entre la frecuencia de oscilación experimental, teórica y simulada

Con respecto al error entre los datos de la simulación y los cálculos teóricos en la segunda medida, se puede asociar dicho error a las simplificaciones realizadas para minimizar la complejidad de cálculo (si se calcula esta frecuencia con la expresión (III,24) se obtiene una frecuencia de oscilación de 38.7kHz, un valor mucho más próximo al experimental)

La relación entre la máxima y mínima frecuencia de sintonía queda:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{CL\max}}{C_{CL\min}}} \quad (\text{III},30)$$

Los valores típicos obtenidos con las células de cristal líquido disponibles son del orden de 2. Este rango es igual o más pequeño que en varactores comerciales. Sin embargo, el rango de capacidad de las células de cristal líquido utilizadas es de nF mientras que los diodos varactores son sobre pF. Esto permite a los dispositivos de cristal líquido ser utilizados en aplicaciones que el varactor no pueda alcanzar. Además como vimos en el capítulo II el rango de variación de la capacidad del cristal líquido depende de parámetros de fabricación, por lo que dependiendo de la aplicación el dispositivo de cristal líquido se puede optimizar modificando estos parámetros hasta alcanzar la capacidad que se busca.

Con estos resultados llegamos a la conclusión de que un dispositivo de cristal líquido, como capacidad variable, se puede utilizar para implementar un VCO sinusoidal [III-14].

III.2.2 Generadores de Onda Cuadrada

Dentro de los osciladores no sinusoidales, unos de los más utilizados son los generadores de onda rectangular y cuadrada [III-12]. Un tipo de estos generadores son los osciladores de relajación, basados fundamentalmente en la carga y descarga de un condensador. Este tipo de circuitos se construyen a partir de un multivibrador biestable, constituido por un amplificador con realimentación positiva y ganancia de lazo superior a la unidad. Como su nombre indica, el multivibrador biestable tiene dos estados estables. El circuito puede pasar de uno de estos estados al otro si se dispara apropiadamente; por lo tanto, puede construirse un generador de onda cuadrada haciendo que el multivibrador conmute entre estados periódicamente. Esta conmutación puede conseguirse fácilmente conectando al circuito una red RC formando un lazo de realimentación negativa.

En este apartado se estudiará la implementación de un generador de onda cuadrada utilizando un amplificador operacional. La frecuencia del oscilador de relajación se modificará al variar, o sintonizar, la capacidad de una célula de cristal líquido nemático mediante una tensión de control. El esquema del oscilador de relajación implementado se representa en la figura III-27.

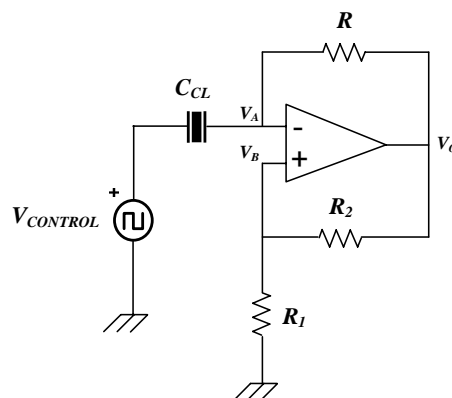


Figura III-27. Esquema del generador de onda cuadrada sintonizable utilizando una célula de cristal líquido

El circuito se compone de un amplificador operacional, una red de resistencias conectadas a la realimentación positiva (R_1 , R_2), una resistencia conectada a la realimentación negativa (R) y una célula de cristal líquido (CL), que trabajará como condensador y que estará continuamente cargándose y descargándose. En serie con la célula de cristal líquido, está conectada una fuente de tensión, $V_{CONTROL}$, que será la encargada de controlar la capacidad de la célula nemática.

El amplificador está realimentado positivamente, por lo que puede suponerse que no trabajará linealmente. Por lo tanto, la tensión V_o , suponiendo el operacional ideal, podrá valer $\pm V_{CC}$ (tensiones de alimentación del operacional). Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión, que se utiliza para realimentar una fracción de la tensión de salida a la entrada, V_B . El valor de V_B será por tanto

$$V_B = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{III},31)$$

Operando y sabiendo que $V_o = \pm V_{CC}$ se tiene

$$V_B = \pm V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{III},32)$$

Por lo tanto, la tensión en el terminal no inversor del amplificador operacional tendrá dos valores posibles, dependiendo de cuál sea la salida de éste. Estos valores, denotados como V_{SUP} y V_{INF} , serán:

$$V_{SUP} = +V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{III},33)$$

$$V_{INF} = -V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{III},34)$$

Estos estados V_{SUP} y V_{INF} se corresponden con $V_o = +V_{CC}$ y $V_o = -V_{CC}$, respectivamente.

La tensión en el terminal inversor del amplificador operacional evoluciona exponencialmente tendiendo de modo asintótico a la tensión $\pm V_{CC}$. Si suponemos inicialmente $V_o = +V_{CC}$, la tensión en V_B será igual a V_{SUP} . La resistencia R representa un camino de realimentación hacia la entrada V_A y existe una corriente I que fluye hacia la célula de cristal líquido nemática. La tensión crecerá exponencialmente hasta alcanzar a V_{SUP} . En ese instante, el amplificador operacional basculará a $V_o = -V_{CC}$, con lo que la tensión en el terminal V_B será V_{INF} , y en el terminal V_A la tensión disminuirá exponencialmente hasta alcanzar dicho valor. Este proceso se repetirá periódicamente [III-12]. Gráficamente se tiene:

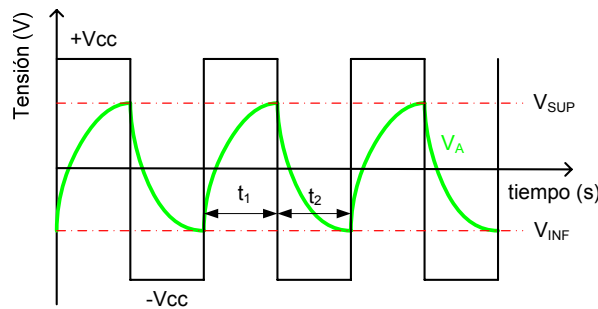


Figura III-28. Formas de onda a la salida y en los terminales inversor y no inversor del amplificador operacional del generador de onda cuadrada sintonizable

La célula de cristal líquido nemático va a trabajar a una frecuencia donde tiene un comportamiento capacitivo, por lo que aísla la tensión de control (de una frecuencia muy baja próxima a DC) del resto del circuito. Además, el valor de la capacidad de la célula

determina el valor de la frecuencia de operación. Por otro lado, es importante mencionar que el valor en V_A debe ser muy pequeño, para conseguir que sea la fuente de control la encargada de cambiar la capacidad en la célula.

III.2.2.1. Caracterización del Dispositivo TN

El primer paso para el diseño del generador de onda cuadrada sintonizable es determinar en que rango de frecuencias la célula de cristal líquido nemático tiene un comportamiento capacitivo y determinar como varia su capacidad para diferentes tensiones eficaces aplicadas entre sus terminales. Para ello se mide la impedancia compleja de la célula de cristal líquido sin conmutar con el analizador Solartron 1260 en un rango de frecuencia, entre 100Hz y 1MHz. Las características del módulo y la fase de la impedancia se muestran en la figura III-29.

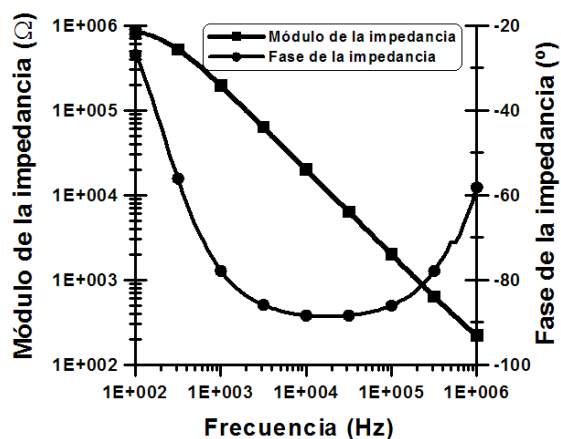


Figura III-29. Medida del módulo de la impedancia y su ángulo de fase en función de la frecuencia para la célula de cristal líquido nemático empleada en la construcción del generador de onda cuadrada sintonizable

En este caso la célula de cristal líquido caracterizada tiene un comportamiento capacitivo ($C_{CL}=0.8nF$) en el rango de frecuencias de 3kHz a 80kHz. Si el oscilador trabaja en este rango se puede modelar, aproximadamente, la célula de cristal líquido como un condensador cuya variación de la capacidad depende de la tensión de muy baja frecuencia aplicada por la fuente de control, $V_{CONTROL}$.

La variación de la capacidad de la célula de cristal líquido nemático con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales, puede deducirse de forma experimental implementando el filtro paso bajo de primer orden que aparece en la figura III-30.

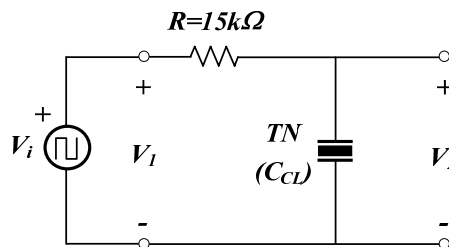


Figura III-30. Circuito para medida de la dependencia de la capacidad de la célula de CL nemático con la tensión eficaz aplicada entre sus terminales

Este procedimiento para la medida de la variación de la capacidad del dispositivo de CL con la tensión aplicada ha sido diseñado teniendo en cuenta que las células TN responden al

valor eficaz de esta tensión. Aplicando a la entrada del circuito un pulso de tensión, V_i , y midiendo el tiempo de subida, t_r , de la tensión entre los terminales del dispositivo TN, V_2 , puede obtenerse el ancho de banda del filtro, BW, como sigue

$$BW(MHz) = \frac{0.35}{t_r(\mu s)} \quad (III,35)$$

Por otro lado, en un filtro de primer orden como el propuesto, el ancho de banda puede obtenerse fácilmente en función de los componentes del circuito, como

$$BW = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_{CL}} \quad (III,36)$$

Por lo tanto, la capacidad del cristal líquido, C_{CL} , en función del tiempo de subida medido queda como sigue

$$C_{CL} = \frac{t_r}{0.7 \pi \cdot R} \quad (III,37)$$

Aplicando al circuito una señal cuadrada de valor eficaz variable (entre $0.25V_{rms}$ y $5V_{rms}$ en este caso) y realizando las medidas del tiempo de subida de la tensión en la célula, se obtiene la variación de capacidad, en función de la tensión eficaz de entrada aplicada, que se representa en la figura III-31. Como puede verse en esta figura el rango de variación de la capacidad de la célula está entre 0.8nF y 2.5nF.

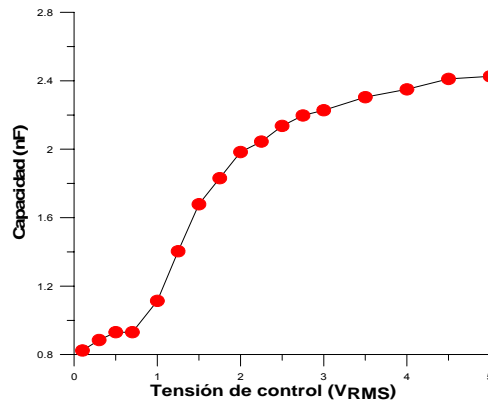


Figura III-31. Variación de la capacidad de la célula de CL empleada en la construcción del generador de onda cuadrada sintonizable, en función de la tensión eficaz aplicada entre sus terminales

III.2.2.2. Diseño del Generador de Onda Cuadrada Sintonizable

Volviendo al análisis del circuito del oscilador de relajación (figura III-27), el tiempo necesario para la carga y descarga de la capacidad de la célula de cristal líquido determina la frecuencia del circuito. La ecuación genérica de la carga y descarga de la célula de cristal líquido vendrá dada por

$$V_{C_{CL}} = A + B \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (III,38)$$

Siendo $\tau = R \cdot C_{CL}(V)$, y siendo A y B dos constantes.

Suponiendo el origen de tiempos en el instante en que V_O bascula de la tensión $+V_{CC}$ a $-V_{CC}$, pueden aplicarse las siguientes condiciones de contorno:

$$\text{Si } t=0 \rightarrow V_{CCL}=V_{SUP} \quad (\text{III},39)$$

y

$$\text{Si } t=\infty \rightarrow V_{CCL}=-V_{CC} \quad (\text{III},40)$$

Aplicando estas condiciones de contorno a la ecuación anterior, se obtiene:

$$V_{CCL} = -V_{CC} + (V_{SUP} + V_{CC}) \cdot e^{\frac{-t}{\tau}} \quad (\text{III},41)$$

Particularizando esta ecuación para $V_C=V_{INF}$ ($t=t_1$), se obtiene:

$$t_1 = -\tau \cdot \ln \frac{V_{INF} + V_{CC}}{V_{SUP} + V_{CC}} \quad (\text{III},42)$$

Suponiendo ahora para el cálculo de t_2 el origen de tiempos en el instante en que V_O bascula de la tensión $-V_{CC}$ a $+V_{CC}$ pueden repetirse los pasos anteriores, llegando a que

$$t_2 = -\tau \cdot \ln \frac{V_{SUP} - V_{CC}}{V_{INF} - V_{CC}} \quad (\text{III},43)$$

Por lo tanto, el periodo de V_O será:

$$T = t_1 + t_2 = -\tau \cdot \ln \frac{V_{INF} + V_{CC}}{V_{SUP} + V_{CC}} - \tau \cdot \ln \frac{V_{SUP} - V_{CC}}{V_{INF} - V_{CC}} \quad (\text{III},44)$$

Operando y sustituyendo los valores de V_{SUP} y V_{INF} por sus valores en función de los componentes del circuito, se tiene que el período de la señal que se genera es

$$T = 2RC_{CL} \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (\text{III},45)$$

Este período variará con la tensión eficaz aplicada a la célula TN.

Para diseñar los valores de los componentes del circuito se han tenido en cuenta las siguientes consideraciones:

- R_2 deberá ser mucho mayor que R_1 , para que la histéresis del comparador sea estrecha, de este modo, la carga y descarga del condensador tendrá un valor muy bajo entorno a la tensión de control que se le aplica. En definitiva, para que la tensión eficaz que se ve entre los terminales del condensador sea aproximadamente la tensión de control que se le aplica.

- R se diseña para que la frecuencia de la señal generada este en el rango de frecuencias en el que se ha visto que en el dispositivo TN domina el comportamiento capacitivo

III.2.2.3. Resultados Experimentales del Generador de Onda Cuadrada Sintonizable

En la figura siguiente se representa el oscilador de relajación finalmente montado en el laboratorio.

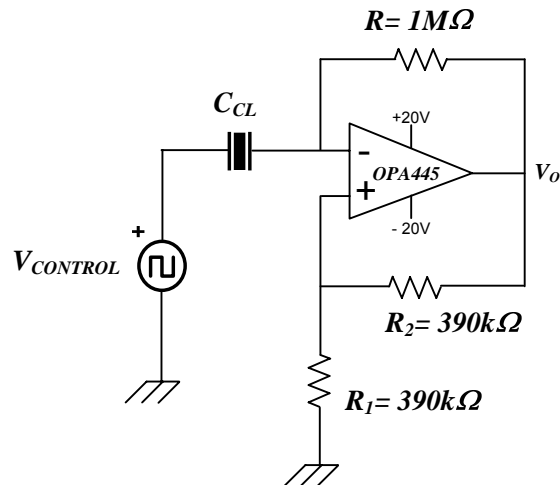


Figura III-32. Generador de onda cuadrada sintonizable montado en el laboratorio

La salida del generador de onda cuadrada, capturada con el osciloscopio, para diferentes tensiones de control es la que se representa en la figura III-33.

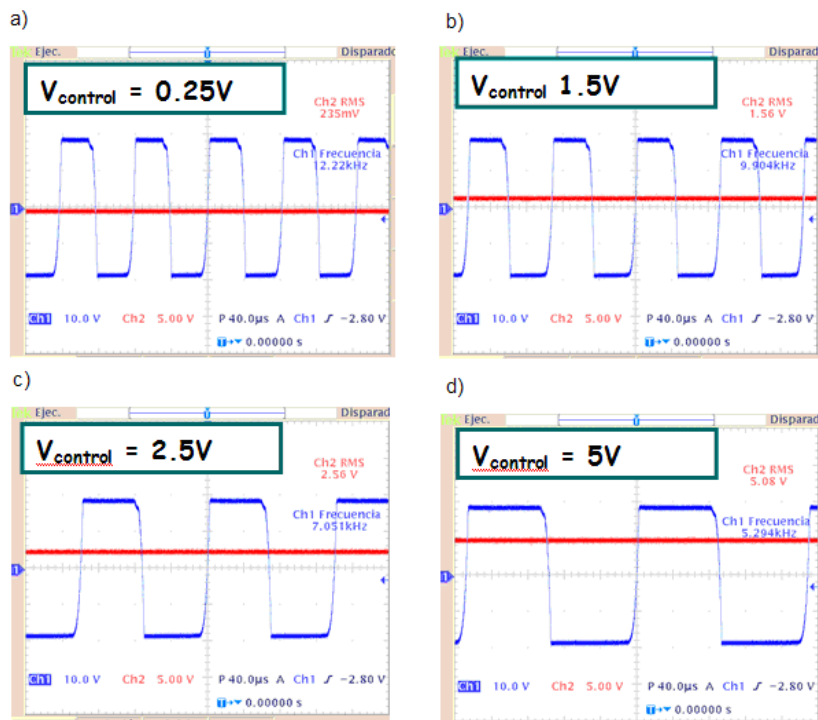


Figura III-33. Señal generada por el oscilador de relajación al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de a) 0.25V, b) 1.50, c) 2.50V, d) 5.00V

La comparación entre la frecuencia de la señal cuadrada generada y los resultados teóricos en función de la tensión eficaz aplicada a la célula TN, se muestran en la figura III-34.

A partir de este gráfico se puede deducir que la variación de la frecuencia de la señal cuadrada generada es sensible a la tensión de control de la célula de cristal líquido de manera no lineal. Esta variación de frecuencia es de casi dos octavas [III-15].

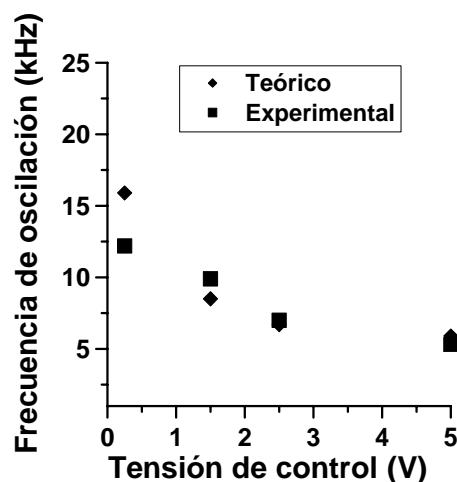


Figura III-34. Comparación entre la frecuencia de la señal cuadrada generada y los resultados teóricos en función de la tensión de control aplicada al dispositivo de cristal líquido

Con respecto al error en la frecuencia entre los datos teóricos y la medida experimental la diferencia entre ambos crece a medida que la frecuencia de la señal generada crece, debido fundamentalmente a la influencia del Slew Rate ($15\text{V}/\mu\text{s}$) del amplificador operacional utilizado.

Por ultimo, los resultados experimentales han sido contrastados también con la simulación del generador de onda cuadrada diseñado con Orcad-Pspice. El resultado se muestra en la siguiente figura.

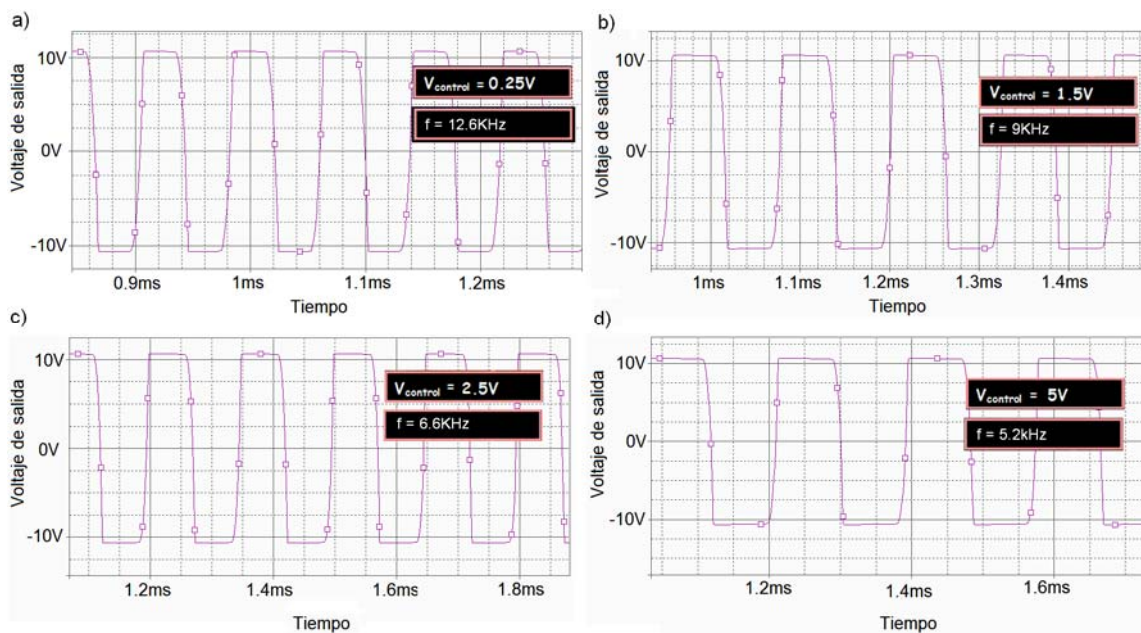


Figura III-35. Simulación del oscilador de relajación al aplicar al dispositivo de cristal líquido una tensión eficaz de a) 0.25V, b) 1.50, c) 2.50V, d) 5.00V

III.3 BIBLIOGRAFIA

- [III-1] Isabel Pérez, J. M. S. Pena, J. C. Torres. R. Manzanares, J. M. Otónm, "Sinusoidal Voltage-Controlled Oscillator Based on a Liquid Crystal Cell as Variable Capacitance", Japanese Journal of Applied Physics, **46**, L221-L223 (2007).
- [III-2] J. A. Yeh, C. A. Chang, C. Cheng, J. Huang and S. S. H. Hsu, "Microwave Characteristics of Liquid-Crystal Tunable Capacitors", IEEE Electron Device Letters, **26**, 451-453 (2005).
- [III-3] M. J. Wood, "Microcomputer Controlled C-V Plotting in Semiconductor Devices", Phycis Education, **20**, 305-309 (1985).
- [III-4] M. Sierra y B. Galocha, "Electrónica de Comunicaciones", Pearson Educación, Madrid (2003).
- [III-5] R. Blake, "Sistemas Electrónicos de Comunicaciones", Thomson Paraninfo S.A., México (2005).
- [III-6] A. Sheta, S. F. Mahmoud, "A Widely Tunable Compact Patch Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, **7**, 40-42 (2008).
- [III-7] R. Jakoby, P. Scheele, S. Müller, C. Weil. "Nonlinear Dielectrics for Tunable Microwave Components", International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, **2**, 369-378 (2004).
- [III-8] D. Dolfi, M. Labeyrie, P. Joffre and J. P. Huiqnard. "Liquid Crystal Microwave Phase Shifter". Electronics Letters, **29**, 926-928 (1993).
- [III-9] T. Kuki, H. Fujikake and T. Nomoto. "Microwave Variable Delay Line using Dual-Frequency Switching Mode Liquid Crystal". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **50**, 2604-2609 (2002).
- [III-10] A. Arnau, J. M. Ferrero, T. Sogorb y Y. Jiménez, "Sistemas Electrónicos de Comunicaciones I", Servicio de publicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia (2000).

[III-11] J. C. Torres, C. Marcos, J. M. S. Pena, I. Pérez, R. Manzanares, "A Comparative Electrical Study of Series and Parallel Tunable Resonators Based on a Nematic Liquid Crystal Cell as Variable Capacitance", ECLC'07, Lisboa, Portugal (2007).

[III-12] A. Basak, "Analogue Electronic Circuits and Systems", Cambridge University Press, Cambridge (1991).

[III-13] Ron Mancini, "Design of Op. Amp. Sine Wave Oscillators", Analog Applications Journal -Texas Instruments (2000).

[III-14] C. Marcos, J. C. Torres, J. M. S. Pena, I. Pérez, C. Vázquez. "Tunable Feedback Resonator Based on a Nematic Liquid Crystal Cell as Variable Capacitance", Proc. SPIE, **6654**, 66540U (2007).

[III-15] I. Pérez, J. C. Torres, V. Urruchi, J. M. S. Pena, C. Vázquez, X. Quintana, J. M. Otón, "Voltage Controlled Square Waveform Generator Based on a Liquid Crystal Device", XVII Conference on Liquid Crystals, Augustów, Poland (2007).

CAPITULO IV. APLICACIONES DE DISPOSITIVOS DE CL DE ALTO VALOR AÑADIDO: SEGURIDAD Y DISCAPACIDAD

Como ya se comentó en el apartado I.3 desde hace algunos años existe un nuevo mercado en dispositivos de presentación de pequeño tamaño o micropantallas menores de 2 pulgadas. Estas micropantallas son de alta resolución y están diseñadas para ser usadas en sistemas de magnificación óptica tales como proyectores y visores de pantalla frontal, conocidos también como pantallas integradas en casco (HMD). El HMD está diseñado para ser incorporado en un casco o unas gafas, que al ser utilizado por el usuario, la pantalla se sitúa cercana al ojo, proporcionando una imagen virtual. Los HMD pueden dar la sensación al usuario de estar viendo una imagen del tamaño de una pantalla de gran formato (entre 20

y 100 pulgadas). Este tipo de dispositivos encuentran un amplio mercado en aplicaciones de entretenimiento y entornos profesionales de ámbito diverso. Los entornos de realidad virtual y realidad aumentada comienzan a ser habituales en muchas áreas, como videojuegos, o bien adaptado a cascos profesionales de uso militar. A continuación se realiza una breve descripción de otras aplicaciones, de alto valor añadido donde esta tecnología tiene también un uso civil en bomberos o se puede utilizar como una herramienta de ayuda a pacientes con discapacidad visual.

IV.1 SISTEMA DE AYUDA A LA MOVILIDAD PARA PERSONAS CON BAJA VISIÓN BASADO EN UNAS GAFAS DE REALIDAD VIRTUAL

El ojo es un órgano capaz de detectar la luz. Las imágenes son formadas en la retina y posteriormente se convierten en impulsos eléctricos, los cuales son enviados al cerebro a través del nervio óptico, y una vez allí la información es interpretada y procesada [IV-1]. Según la Organización Mundial de la Salud (OMS), cuando la información captada por el ojo, desde el punto de fijación, tiene un campo visual igual o menor a 20° o tiene una agudeza visual igual o inferior al 30% de la visión en el mejor de los ojos, esa persona sufre baja visión [IV-2]. La baja visión está causada por determinadas patologías asociadas muchas veces a la edad, traumatismos o enfermedades congénitas. Algunas de las principales patologías causantes de baja visión son Degeneración Macular, Glaucoma, Retinosis Pigmentaria, Retinosis Diabética, Desprendimiento de Retina, Cataratas no operables, Miopía Degenerativa, etc. [IV-3]. Las personas que padecen estas enfermedades perciben de manera difusa o borrosa las formas. Como dato orientativo, cabe mencionar, que en Europa hay 20 millones de personas con baja visión, de los cuales, aproximadamente más de 2 millones son españoles. El dato más relevante es que el 85% de personas que padecen baja visión son personas mayores de 65 años [IV-2]. Según se desprende de las previsiones de Eurostat, recogidas por el Instituto de Estudios Económicos (IEE), el envejecimiento de la población europea continuará avanzando considerablemente en las próximas décadas. Actualmente España ya tiene el 17% de su población con más de 65 años y se prevé que para el 2050 aumente al 35.7%.

Para dar respuesta a las necesidades que presentan estas personas, que debido al envejecimiento de la población irán en aumento, existen en España centros como el Instituto de Oftalmobiología Aplicada de la Universidad de Valladolid (IOBA), que se apoyan en un equipo interdisciplinar formado por optometristas, oftalmólogos y terapeutas, especializados en rehabilitación visual para ofrecer las ayudas ópticas que más se ajustan, teniendo en

cuenta un examen que se realiza a cada paciente, sus necesidades y objetivos [IV-3]. Algunas de las ayudas que ofrecen sirven para mejorar la funcionalidad visual de estos pacientes, como son las lupas convencionales, gafas de gran aumento, telescopios y telemicroscopios [IV-4]. Con estas ayudas se aumenta la imagen para que llegue más información a la retina, y el cerebro pueda descifrarla más fácilmente, aunque el problema es que se pierde campo, por lo que hay que buscar un compromiso entre ambos factores para que la ayuda sea útil para el paciente.

Durante la elaboración de este trabajo, el Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (GDAF) de la Universidad Carlos III en colaboración con el IOBA, ha estado desarrollando una nueva herramienta dirigida a personas con problemas de baja visión. En este caso se ha desarrollado un dispositivo capaz de realzar las formas y los contornos de los objetos en tiempo real, con el fin de ofrecerles una herramienta que les permita moverse con mayor facilidad en cualquier tipo de entornos y realizar actividades cotidianas como leer o escribir. El dispositivo HMD que se ha utilizado ha sido el ARvision [IV-5] distribuido por la compañía Trivision, y que esta formado por dos micropantallas, figura IV-1. Este tipo de pantallas utiliza una cámara ubicada en la parte frontal para capturar las imágenes que tiene el usuario enfrente, y tienen la capacidad de superponer las imágenes reales capturadas por la cámara con otras imágenes virtuales enviadas por un ordenador. El dispositivo diseñado en este trabajo está principalmente pensado para aquellas personas que perciben de manera difusa o borrosa las formas.

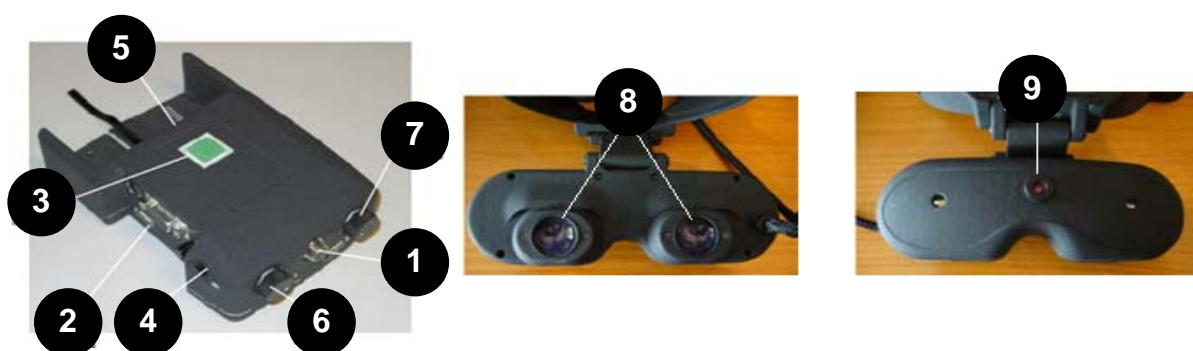


Figura IV-1. 1) cable HMD conectado a las gafas, 2) conexiones VGA Y USB 3) botón de encendido, 4) botón de encendido de una luz frontal en las gafas 5) conector para alimentación a la red (en esta zona esta ubicada la batería) 6) ajuste de brillo 7) ajuste de contraste 8) micropantallas 9) web cam

Las deficiencias debidas a manchas u otro tipo de defecto visual no serán corregidos. Además, hay que mencionar que únicamente servirá para aquellos problemas provocados por un mal funcionamiento del ojo. Aquellas enfermedades causadas por un mal

funcionamiento del sistema nervioso asociado a la vista no podrán ser tratadas con este dispositivo.

El sistema diseñado es capaz de capturar un flujo continuo de imágenes para dar sensación al paciente de continuidad. Las imágenes son procesadas y manipuladas para mostrar al paciente los contornos realzados. El sistema incorporado tiene implementado diferentes algoritmos de detección de contorno seleccionado por el usuario. De igual manera, el color de los contornos puede ser modificado en cualquier momento. La elección de uno de los algoritmos o del color esta sujeta a la preferencia subjetiva del paciente. El sistema construido para realizar la detección consta de los siguientes bloques, figura IV-2:

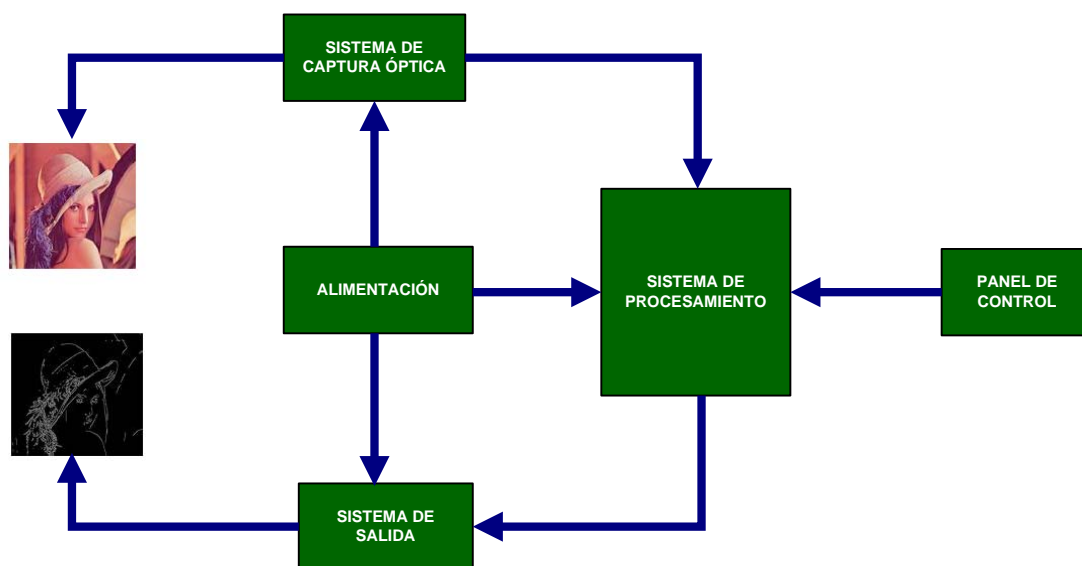


Figura IV-2. Diagrama de bloques del dispositivo de ayuda en la baja visión

- Dispositivos HMD: Basados en un amplio campo de tecnologías como realidad mixta, realidad aumentada, realidad virtual, etc. existen gafas y cascos con una o dos micropantallas y cuyas pantallas pueden ser semitransparentes u opacas. Considerando los diferentes formatos de entrada de vídeo y algunas prestaciones integradas como la posibilidad de incluir una batería recargable y una cámara se han utilizado las gafas de realidad virtual ARvision HMD. Dispone de una entrada de video VGA con una resolución de 800x600, que envía la información a dos micropantallas opacas. Cuenta con un sistema de alimentación que permite al usuario la movilidad deseada y una total autonomía durante cuatro horas.
- Cámara: El dispositivo ARvisión HMD cuenta con una cámara situada en una zona cercana a los ojos, con lo que se consigue que se capturen las imágenes con la misma perspectiva de una persona. La resolución de la cámara es de 640x480

píxeles y cuenta con una salida de alta velocidad (USB 2.0) que permite transmitir la información captada con una tasa de transferencia de 15MB/s. Otra importante característica es que el fabricante proporciona una librería la cual facilita el manejo de la cámara.

- **Interfaz de usuario:** Es el elemento de comunicación entre el usuario y el sistema de detección de contornos. Permite seleccionar los diferentes algoritmos y el color con el que se quiere resaltar los bordes. Además, permite modificar otras opciones como el aumento o disminución de ciertos umbrales de los algoritmos implementados.
- **Sistema de procesamiento:** La unidad de procesamiento necesita de una gran potencia de cómputo para el correcto funcionamiento del algoritmo de detección de contorno. Este elemento será el encargado de recibir toda la información de la cámara y realizar un procesado para, finalmente, enviar a las micropantallas la imagen final a mostrar al usuario. Actualmente no es fácil encontrar en el mercado un dispositivo que satisfaga estas necesidades. Si bien existen elementos de pequeño tamaño y peso, como PDAs o teléfonos móviles, también es cierto que no poseen la suficiente potencia de cómputo para realizar la aplicación aquí propuesta. Para encontrar elementos capaces de procesar tanta información de manera rápida y que a la vez sean ligeros y poco voluminosos, hay que centrarse en mini-ordenadores. Han sido barajadas varias opciones y la que se ha utilizado ha sido el ordenador Samsung Q1 Ultra [IV-6], porque su procesador de 800MHz, peso de 0.69kg y unas dimensiones de 22.75x12.39x2.29 cm lo convierten en un mini-PC de pequeño tamaño y peso con todas las prestaciones de un ordenador portátil. Además está dotado de al menos una conexión USB y de una salida de vídeo VGA, necesarias para la conexión con las gafas ARvision HMD. Dispone también de un teclado integrado en la carcasa que le permite al usuario interactuar con la aplicación que se esté ejecutando.

Asimismo, y aunque no se ha hecho referencia expresa al mismo, existe otro bloque funcional de gran importancia, que es el sistema de alimentación. Éste es el encargado de proporcionar las tensiones necesarias para alimentar el PC y las gafas ARvision.

El dispositivo construido, figura IV-3, puede, en función de los comandos introducidos por el usuario, realizar las siguientes operaciones:

- Seleccionar un algoritmo de detección de contorno

- Selecciona color de imagen a mostrar
- Cambios de algoritmo de manera secuencial
- Aumentar o disminuir umbral superior e inferior de decisión solo para algoritmo de Canny
- Optimizar los umbrales de decisión del resto de algoritmos

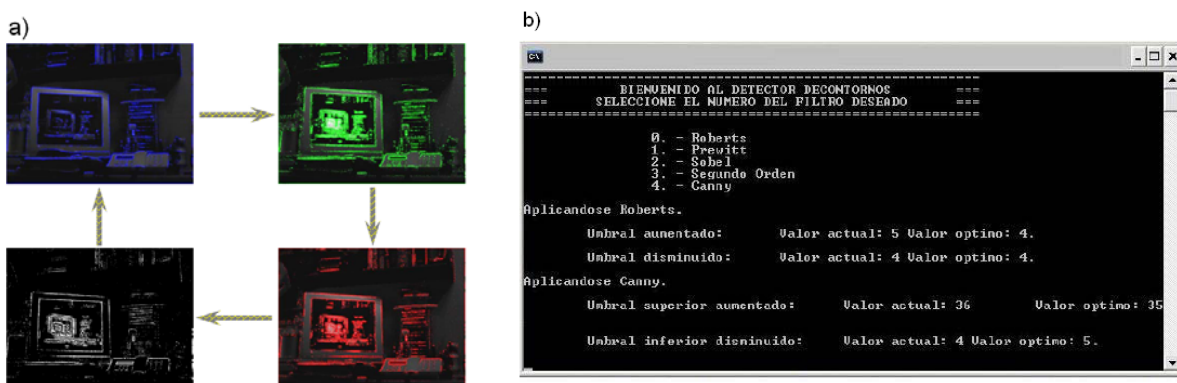


Figura IV-3. a) Secuencia de colores llevado a cabo al presionar la tecla “Enter” b) Menú principal implementado en el sistema portable

En este trabajo se han probado la funcionalidad de varios algoritmos de detección de contornos. Para determinar la velocidad de cada algoritmo se ha implementado una rutina que cuenta el número de imágenes procesadas por segundo. Los algoritmos finalmente implementados han sido: de primer orden (Roberts, Prewitt, Sobel), segundo orden y Canny [IV-7]. En primer lugar, en todos ellos se ha estudiado el efecto de realizar un suavizado de la imagen y la umbralización posterior.

El suavizado de la imagen tienen como fin eliminar el ruido que presenta de la imagen. La imagen que se muestra en la figura IV-4 es la que ha sido tomada para realizar todas las pruebas que se describen a lo largo de este apartado.



Figura IV-4. Imagen de prueba

La figura IV-5 muestra los resultados obtenidos con alguno de los algoritmos, con y sin suavizado previo, para apreciar las diferencias [IV-8].

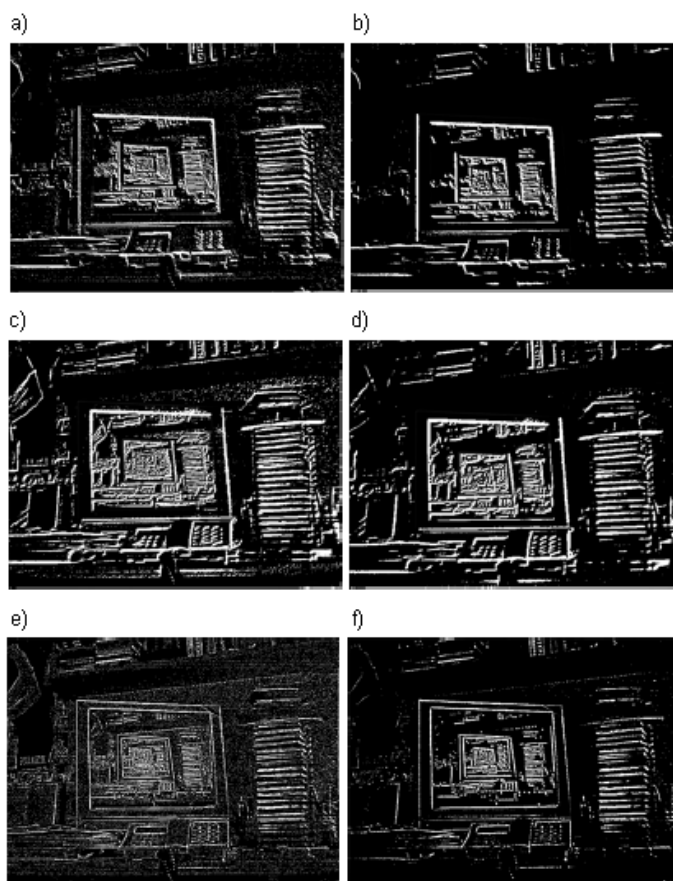


Figura IV-5. a) Imagen Roberts Sin ruido previo b) Imagen Roberts con ruido previo
 c) Imagen Prewitt Sin ruido previo d) Imagen Prewitt con ruido previo
 e) Imagen segundo orden Sin ruido previo f) Imagen segundo orden con ruido previo

En la tabla siguiente se recoge el número de imágenes capaces de procesar por segundo cada uno de los algoritmos implementados, con y sin suavizado previo:

	Sin Filtro (fps)	Roberts (fps)	Prewitt (fps)	Sobel (fps)	Segundo Orden (fps))	Canny (fps)
Sin suavizado	33	33	33	33	33	4
Con suavizado		25	22	21	18	---

Tabla IV-1. Comparación del número de imágenes procesadas en un segundo para diferentes algoritmos de detección de contorno, con y sin suavizado previo

En vista de los resultados obtenidos se considera que es recomendable utilizar un suavizado, pues a pesar de ralentizar ligeramente el algoritmo completo, los resultados obtenidos son mejores, sobre todo en el algoritmo de segundo orden. Destacar que la tasa de imágenes conseguida tras haber suavizado la imagen sigue siendo óptima para una percepción correcta del movimiento (deberá ser superior a las 25 imágenes por segundo).

El proceso de umbralización se lleva a cabo con el objetivo de discriminar los puntos pertenecientes a un borde de aquellos que no lo son. Este proceso se ha probado de dos formas diferentes. La primera de ellas consiste en tomar un valor de gris como umbral. Únicamente se convertirán en bordes aquellos píxeles que superen dicho umbral. Para ello se utilizarán sentencias condicionales. El segundo método utilizado consiste en dividir el valor de gris obtenido tras aplicarle el algoritmo correspondiente, entre el mismo umbral. Los resultados obtenidos con cada uno de los dos métodos se muestran en la figura IV-6 [IV-8].

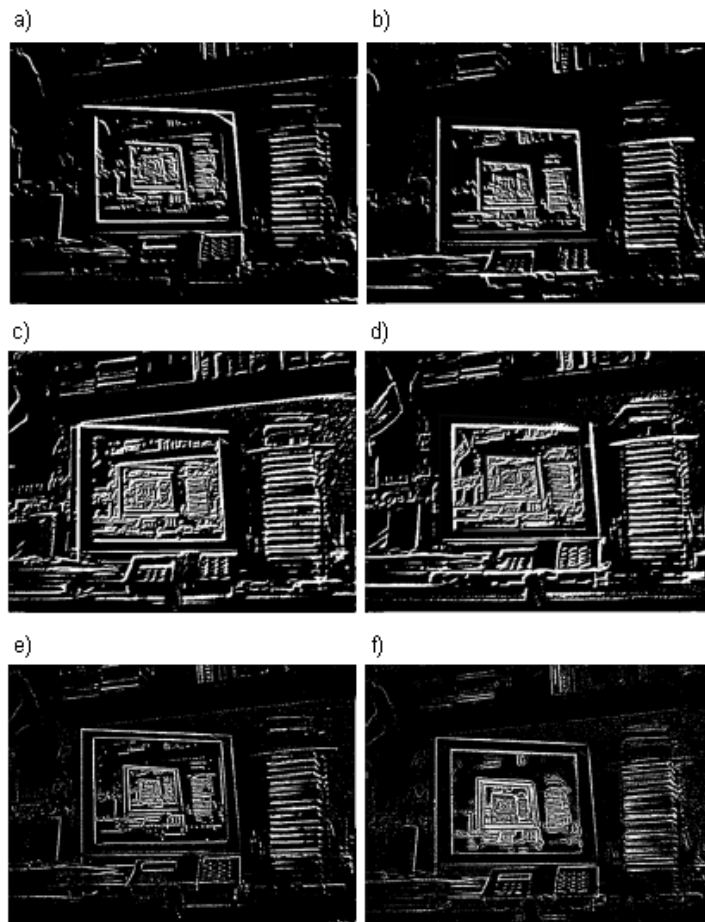


Figura IV-6. a) Imagen Roberts. Métodos umbralización,utilizando sentencias condicionales b) Imagen Roberts. Métodos umbralización,utilizando división c) Imagen Sobel. Métodos umbralización utilizando sentencias condicionales d) Imagen Sobel. Métodos umbralización utilizando división e) Imagen Segundo Orden. Métodos umbralización, utilizando sentencias condicionales f) Imagen Segundo Orden. Métodos umbralización, utilizando división

La tabla siguiente, recoge el número de imágenes capaces de procesar cada uno de los diferentes algoritmos implementados, utilizando ambos métodos de umbralización.

	Sin Filtro (fps)	Roberts (fps)	Prewitt (fps)	Sobel (fps)	Segundo Orden (fps))	Canny (fps)
Utilizando sentencias condicionales	33	33	26	25	22	4
Utilizando división		25	22	21	18	---

Tabla IV-2. Comparación del número de imágenes procesadas en un segundo para diferentes algoritmos de detección de contorno, empleando sentencias condicionales u operaciones matemáticas

La calidad de la detección es muy similar en ambos casos. Dependiendo del algoritmo en el que se esté probando, puede discriminarse algo mejor aquellos puntos dudosos de ser o no contornos utilizando un método u otro. Sin embargo, se observa que el método de la división es considerablemente más lento, por lo que se utilizará la opción de las sentencias condicionales.

Otro factor importante para la obtención de buenos resultados es la elección del umbral. Esta elección dependerá de la cantidad de luz que esté incidiendo en el entorno de trabajo. En condiciones de poca luz será más complicado detectar bordes y habrá que bajar el umbral de detección, mientras que en condiciones de mucha luz será más fácil, y por ello será más asequible también discriminar los puntos dudosos de ser contornos, subiendo el umbral de detección. Estos resultados responden a un criterio subjetivo, pues cada persona necesitará satisfacer unas necesidades diferentes que se adapten a su deficiencia visual. En este trabajo se han elegido unos umbrales óptimos para un concreto nivel de luz natural. No obstante, la aplicación permite modificar el valor de estos umbrales en tiempo de ejecución para un ajuste más exacto. En la tabla siguiente se especifican los umbrales óptimos seleccionados para cada filtro. En el algoritmo Canny es necesario especificar un umbral superior y otro inferior.

	Roberts (fps)	Prewitt (fps)	Sobel (fps)	Segundo Orden (fps))	Canny (fps)
Umbral de detección	4	13	15	10	5-35*

Tabla IV-3. Umbral de detección empleando en cada algoritmo

En la figura IV-7 se muestran los resultados obtenidos tras aplicar diferentes umbrales de detección a diferentes filtros en un mismo entorno de trabajo [IV-8].

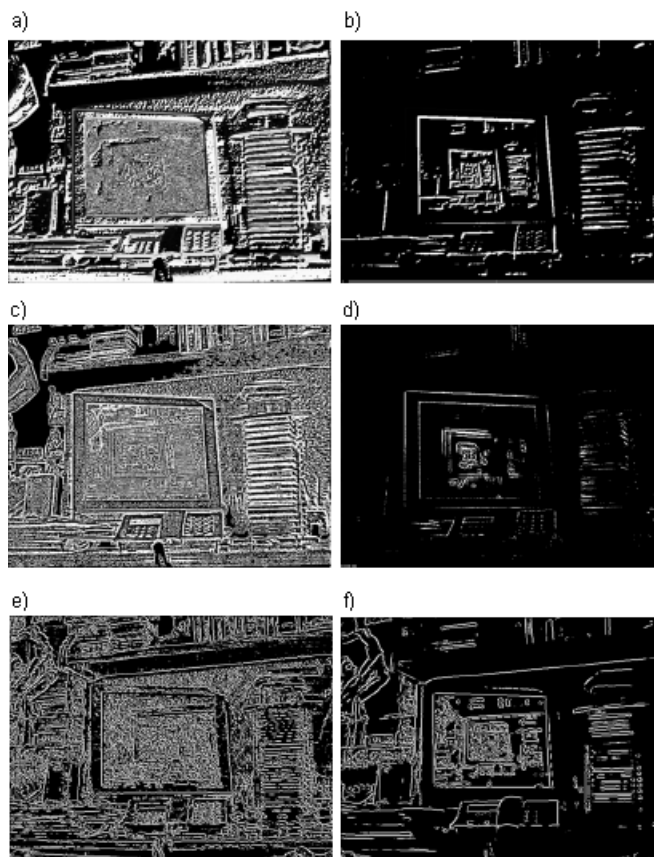


Figura IV-7. a) Imagen Prewitt – Elección umbral. umbral = 1, b) Imagen Prewitt – Elección umbral. umbral = 30 c) Imagen Segundo Orden – Elección umbral. umbral = 1, d) Imagen Segundo Orden – Elección umbral. umbral = 20 e) Imagen Canny – Elección umbral. umbral sup= 5 y umbral inf=5, f) Imagen Canny – Elección umbral. umbral sup= 50 y umbral inf=20

Se puede apreciar como variando los umbrales de detección se consigue una mayor o menor información. Bajar el umbral de detección excesivamente proporcionará un exceso de información que tiene como efecto un nivel de detalle demasiado alto. Si por el contrario se suben el umbral de detección se empezará a perder detalles de la imagen. El usuario deberá ajustar este parámetro para conseguir satisfacer sus necesidades.

Hasta ahora en todos los resultados obtenidos se ha dibujado los contornos de un color blanco. Pero quizás sea más interesante para el usuario cambiar el color. En la figura IV-8 se muestran los resultados obtenidos con cada uno de los algoritmos ya optimizados utilizando esta opción [IV-8].

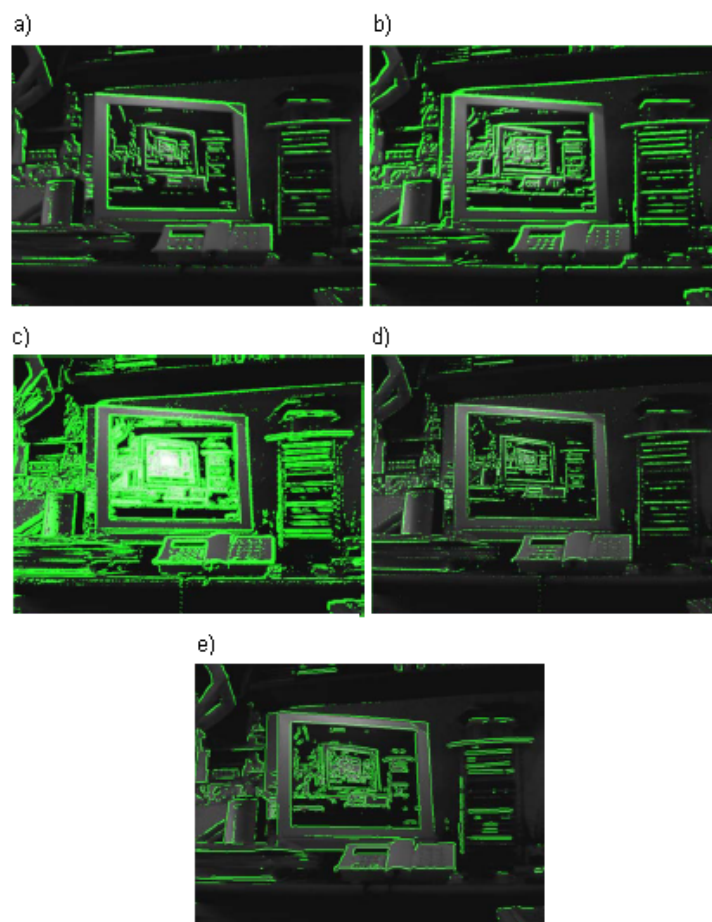


Figura IV-8. a) Roberts en color verde b) Prewitt en color verde c) Sobel en color verde d) Segundo orden en color verde e) Canny en color verde

La figura IV-9 resume el número de imágenes por segundo capaz de procesar cada uno de los algoritmos implementados anteriormente [IV-8]. En la segunda tabla se recoge esta misma información pero en el caso de superponer imágenes. En ambas tablas está marcada una línea roja, la cual indica el umbral mínimo que ha de alcanzarse para lograr dotar de sensación de video al sistema (25 imágenes por segundo). Para el resultado en blanco y negro, se puede observar como los algoritmos de primer orden son los únicos que superan dicha tasa (realizando filtrado previo del ruido y utilizando sentencias condicionales para la umbralización). En el caso de la superposición de las dos imágenes, sólo el algoritmo de Roberts la supera (realizando también filtrado del ruido y utilizando sentencias condicionales para la umbralización).

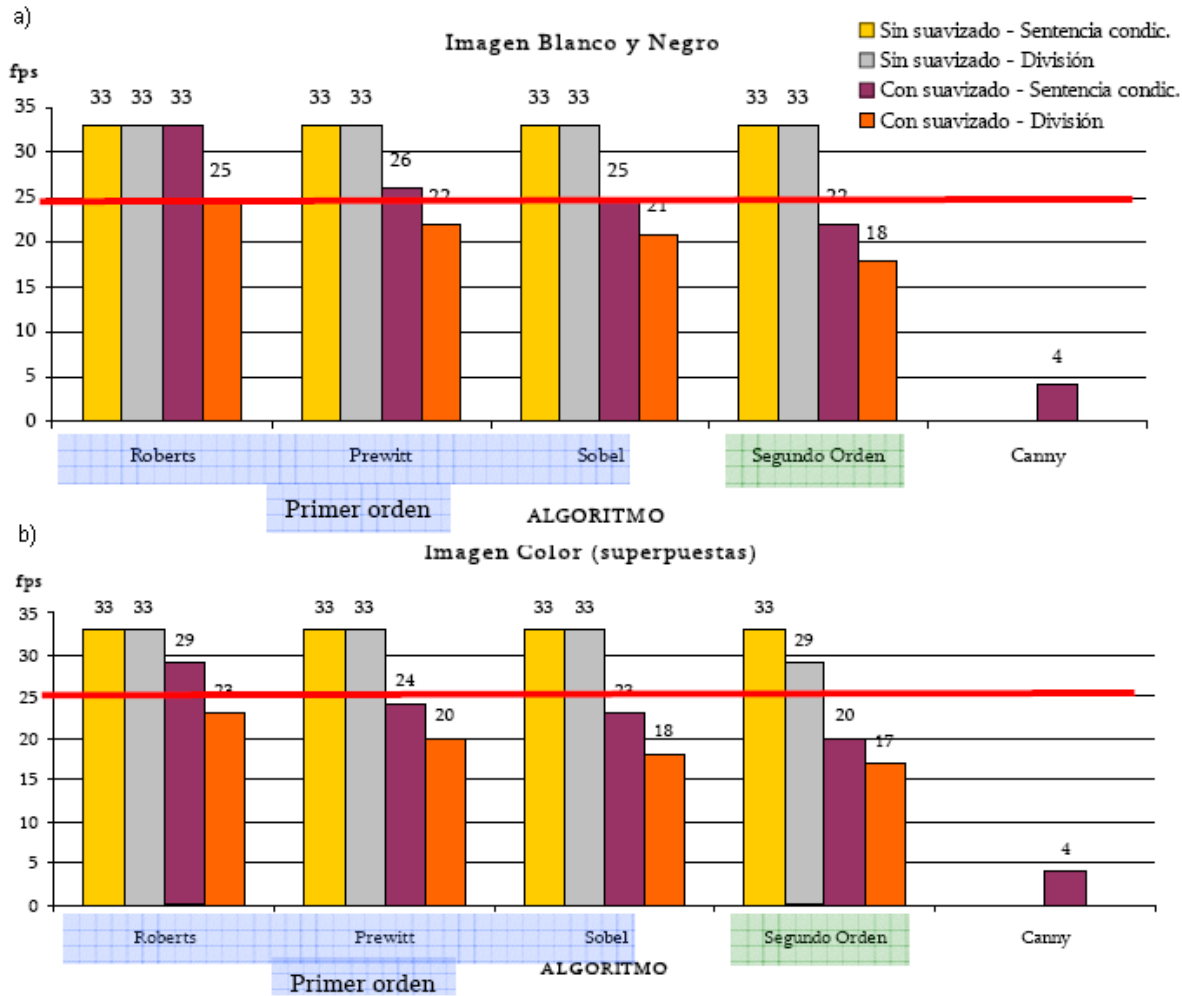


Figura IV-9. Tasas de procesamiento a) Imágenes en Blanco y Negro b) Imágenes en color

Como se ha podido apreciar en las imágenes de los contornos, Canny es el algoritmo que mejores resultados proporciona. Sin embargo hay que mencionar que, debido a su complejidad, este algoritmo es extremadamente lento, lo que hace que al utilizarlo en la aplicación diseñada, la sensación de movimiento no sea óptima. Por tanto, la elección de Canny quedará supeditada a un entorno estático de actuación, en donde apenas haya movimiento por parte del usuario. Los algoritmos de primer orden son los que mejores resultados proporcionan según los objetivos deseados, especialmente el algoritmo de Roberts. Es importante realizar un correcto ajuste del umbral de decisión. Este parámetro tiene una dependencia directa con la luz incidente sobre el entorno. Es necesario realizar una eliminación previa del ruido para obtener un mejor resultado.

La superposición de la imagen permite no perder información a pesar de ralentizar el sistema. Será necesario un ajuste más personalizado según el tipo de baja visión de cada paciente. Actualmente el IOBA está interesado en probar este dispositivo en pacientes con

baja visión, de los resultados obtenidos procederemos a nuevas mejoras y otro tipo de ampliaciones futuras.

Existen otros grupos de investigación que centran sus esfuerzos en enfermedades oculares concretas, como es el caso de los investigadores E. Peli, G. Luo y A. Bower del Instituto de Investigación en Ojos Schepens, que han desarrollado un dispositivo para ayudar a personas que tienen una visión periférica menor de 20° debido a enfermedades oculares como la retinosis pigmentaria, glaucoma o degeneración macular [IV-9]. Este dispositivo primero toma una imagen del entorno donde se está moviendo el paciente, y con esa información realiza una detección del contorno de los objetos y/o personas. Una vez ha terminado superpone los resultados obtenidos a la imagen que el paciente es capaz de ver, pero a una escala más reducida. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de cómo un paciente con visión túnel, gracias a este dispositivo, es capaz de cruzar un paso de cebra y ver que hay gente a ambos lados de la calle y un coche aparcado a su derecha, entre otras cosas. En este caso, el tipo de micropantalla que emplean no es del tipo “See trough”, utilizan un sistema óptico que permite visualizar texto e imágenes sobre la pantalla a la vez que se ve lo que tenemos enfrente.

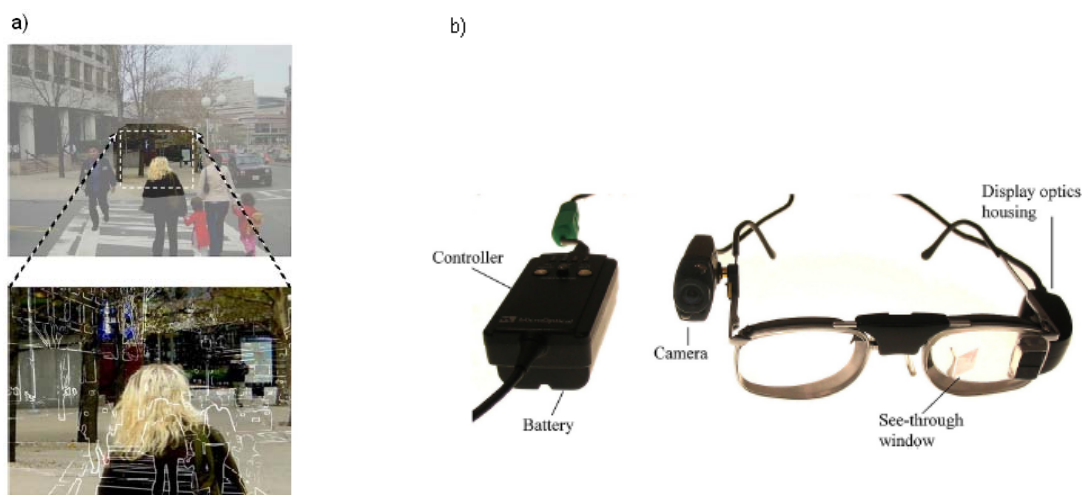


Figura IV-10. a) Simulación de una escena donde el paciente trata de cruzar una calle b) dispositivo formado por una cámara y una pantalla monocular see trough [9]

Actualmente muchas de las compañías que fabrican HMD, tales como Planar, Olympus y Liquid Image, han comenzado a reemplazar sus productos por nuevos diseños más ergonómicos, con una estructura más delgada y ligera a un precio más reducido.

IV.2 MICRODISPLAY AFLC COMO VISOR DE REALIDAD AUMENTADA EN UN CASCO DE BOMBEROS

El presente trabajo se enmarca dentro del proyecto “Helmet Mounted Miniature Information Display System” (HEMIND) y se ha realizado gracias a la financiación de la Unión Europea bajo el programa (1998-2002) “Information Society Technologies”. El objetivo general del proyecto es el desarrollo de un casco de bomberos sobre el que se monta una micropantalla. Tal sistema da información adicional al bombero, proporcionándole más seguridad y eficiencia en el trabajo. Los requerimientos que necesita la micropantalla montada sobre el casco como: capacidad de ver a través de ella, funcionar en un amplio rango de temperatura (-20° a 80°) y de luz ambiente (completamente a oscuras en habitaciones con mucho humo o con mucha luz que proviene de un fuego), con capacidad de enviar imágenes de vídeo de una cámara infrarroja, bajo coste y robustez, obligan a desarrollar una pantalla basada en una nueva tecnología (AFLC). Los objetivos más concretos de este proyecto han sido el diseño, desarrollo e implementación de un casco autónomo para bomberos, equipado con un visor de alta resolución; un pequeño, autónomo y portable sistema informático capaz de presentar, superponiendo al campo de visión del usuario, imágenes de una cámara de video y también datos de sensores integrados en la ropa o recibidos a través de un sistema de comunicación por radio, figura IV-11. Este sistema todavía no existe en el mercado y su desarrollo puede contribuir en un incremento de la seguridad en los bomberos y otras fuerzas de protección civil.

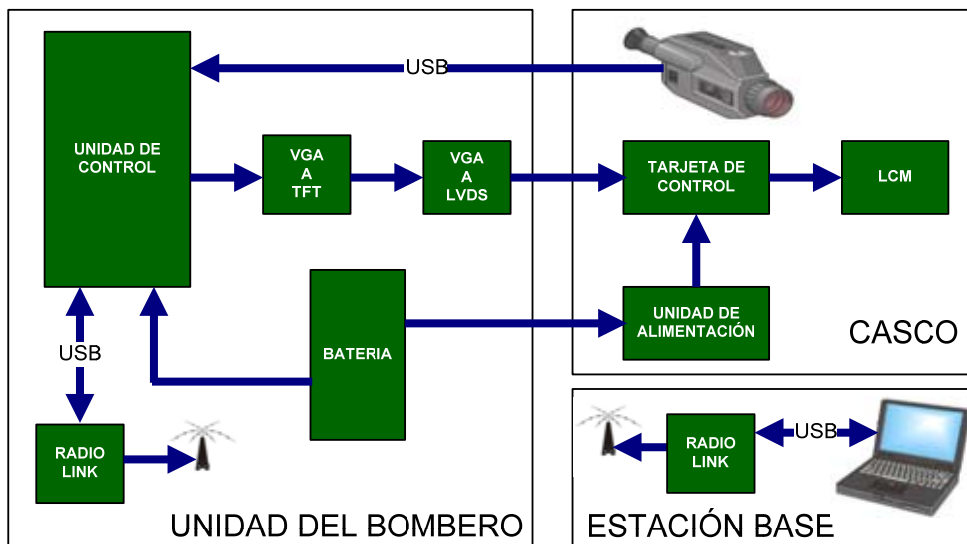


Figura IV-11. Diagrama de bloques que resume cada una de las partes que compone el sistema HEMIND

Dada la envergadura del proyecto, diversos grupos de investigación pertenecientes a universidades y empresas europeas como: AMI, IMEC, KZPT, Universidad Militar de Varsovia, Piap, Universidad Politécnica de Madrid, Sidsa Sistemas S.L., y la Universidad Carlos III de Madrid (UC3M), han participado en el desarrollo de este proyecto [IV-10]. En relación con este trabajo se realizó una colaboración entre la empresa SIDA Sistemas y el Grupo de Displays y Aplicaciones Fotónicas (GDAF) de la UC3M para el desarrollo de un software relacionado con el sistema de comunicación por radio. Este software permite la comunicación entre una estación base con el ordenador que gestiona el casco, enviando y recibiendo cadenas de caracteres. El sistema construido para realizar las primeras pruebas consta de los siguientes bloques (figura IV-12):

Equipo Remoto: Esta basado en un ordenador portátil para aprovechar la posibilidad de conectar diferentes periféricos y la potencia que tiene utilizar un lenguaje de alto nivel como LabView [IV-10]. Este sistema posee principalmente dos funciones: mostrar en una micropantalla los mensajes enviados por parte de una estación base y permitir el envío de mensajes. Por ese motivo utiliza un transceptor de datos “S350175” [IV-11] que permite enviar y recibir datos entre dos ordenadores personales por radiofrecuencia. Cada transceptor incluye un convertidor de USB a puerto RS-232, de forma que una vez instalado crea un puerto virtual que a efectos de programación es equivalente a un puerto serie RS-232. Además posee una cámara que permite controlar una cámara de vídeo y enviar las imágenes que esta viendo el bombero a la estación base.

Estación Base: La estación base se sitúa entre 20 y 300 metros, del lugar donde tiene que intervenir el bombero. La estación está compuesta de un ordenador portátil y, como en el equipo remoto, cuenta con un trasceptor de datos para poder enviar y recibir mensajes con el casco del bombero. Para llevar a cabo esta y otras tareas, en la estación base se ejecuta un programa implementado en LabView.

LabView es un sistema de programación gráfica para aplicaciones de adquisición, control, análisis y presentación de datos. Las ventajas que presenta este entorno de programación son:

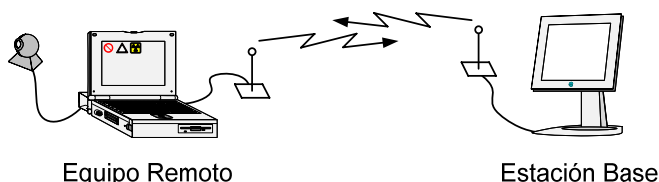


Figura IV-12. Descripción del sistema realizado

- Reduce el tiempo de desarrollo de aplicaciones

- Permite cambios y actualizaciones con gran flexibilidad
- Posibilidad de crear soluciones completas y complejas
- Posibilidad de incorporar aplicaciones escritas en otros lenguajes

El empleo de LabView no requiere gran experiencia de programación, ya que emplea símbolos gráficos para construir las aplicaciones, posee extensas librerías de funciones y subrutinas, además de las funciones básicas de todo lenguaje de programación. LabView incluye librerías específicas para la adquisición, comunicación, análisis y representación de datos.

Se ha utilizado un protocolo para comunicar la estación de control con el ordenador de gestión de la cámara. Este protocolo está basado en unos comandos generales definidos por SIDA y en el software desarrollado se han implementado los comandos a continuación descritos, con las particularidades necesarias para gestionar las necesidades específicas de la aplicación. Con este protocolo se ha pretendido sentar las bases para llegar a obtener un sistema tan flexible como los conocimientos presentes han permitido imaginar.

En la figura IV-13 se muestra el panel de control que se utiliza en la estación base. En la parte superior del panel podemos ver dos recuadros (A y B) que sirven para seleccionar el casco con el que se desea establecer una comunicación e indicar la localización en la pantalla del casco donde se visualizará el mensaje. Este panel tiene la opción, mediante el botón (C) que hay bajo estos recuadros, de preguntar el estado del casco. Con esta opción el casco envía un mensaje informando de su estado a la estación base y lo escribe en el recuadro (D). Por otro lado, se puede enviar un mensaje al casco, que previamente se ha escrito en el recuadro (E), pulsando el botón (J).

También se puede enviar al casco la orden de visualizar un icono. En primer lugar hay que especificar que imagen se quiere enviar (K) y presionar el botón (L). Tanto la petición de estado, como el envío de un mensaje y la selección de un icono tienen junto a estos botones dos indicadores luminosos redondos que indican si el mensaje se ha enviado correctamente (M,N,O) o si ha ocurrido un error y en este caso el tipo de error. En la parte inferior del panel de control hay un indicador luminoso de alarma enviada por el casco (P) en caso de emergencia y un cuadro de texto donde aparece una descripción del tipo de alarma (R). El panel de control posee otra lengüeta llamada configuración donde se puede configurar la comunicación con el radiotransmisor.

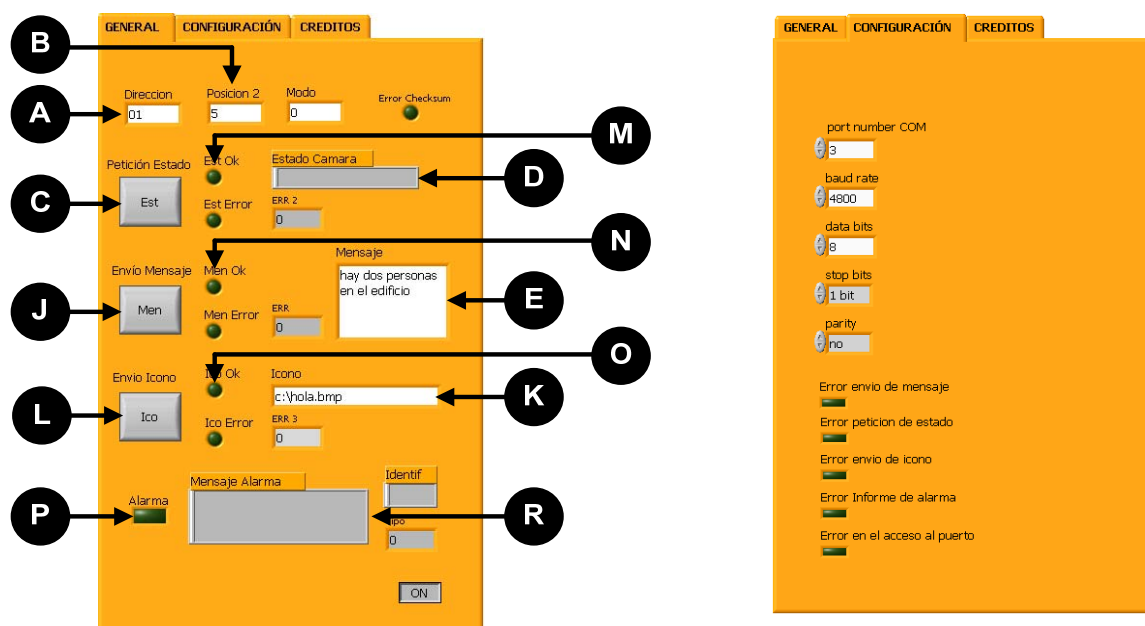
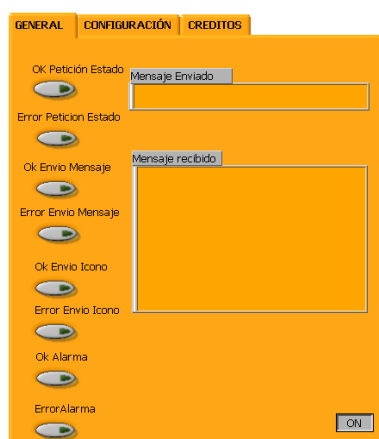


Figura IV-13. Pantalla principal de la aplicación utilizada en la estación base

Para comprobar el funcionamiento de este programa se ha desarrollado otro que simula el funcionamiento del casco, el panel de control se muestra en la figura IV-14a. Desde este programa se puede validar la petición de estado y enviar un mensaje de estado de la cámara, recibir un mensaje o un icono enviado por la estación base y enviar un mensaje de alarma. Se han realizado distintas pruebas en cambo abierto, y también sin visión directa, transmitiendo a 4800bps logrando una distancia de 100m con una tasa de error muy pequeña. El prototipo general fue probado en mayo de 2006 en Varsovia. El equipo remoto diseñado para ser utilizado por el bombero se muestra en la figura IV-14b.

a)



b)



Figura IV-14. a) Software preparado para emular el ordenador del bombero b) Prueba real del sistema remoto utilizada por un bombero

Durante las pruebas reales se simuló un incendio controlado dentro de un hangar, figura IV-15a y un bombero apagó el incendio utilizando este nuevo dispositivo, figura IV-15b.

a)

b)



Figura IV-15. a) Fuego controlado provocado dentro de un almacén b) Bombero junto al almacén donde se realizaron las pruebas de campo del sistema completo

En figura IV-16, se muestra una fotografía del casco de bombero, donde se aprecia de forma más clara el sistema óptico utilizado para que el bombero pueda ver la micropantalla.

Otra parte del proyecto HEMIND, en el que ha colaborado el GDAF, ha consistido en el desarrollo de un driver que permite conocer las características eléctricas y ópticas de la micropantalla AFLC fabricada por la UPM. Este circuito de excitación está basado en componentes discretos, y además permite configurar la forma de onda más adecuada que hace conmutar correctamente a la micropantalla compuesta por 16 filas y 16 columnas.



Figura IV-16. Fabricación del Casco de bombero, con un visualizador pequeño de alta resolución que permite presentar al usuario imágenes

El direccionamiento de la micropantalla se realiza seleccionando las filas secuencialmente mientras los datos son introducidos en paralelo por las columnas. La forma de onda adecuada se muestra en la figura IV-17 [IV-12]. Esta formada por un primer nivel llamado pulso de selección, durante el cual el CL conmuta, después se mantiene un nivel de tensión llamado pulso de bias, con el objetivo de mantener la transmisión del nivel de gris. Por

último, tendremos una tensión negativa, seguida de 0v, que corresponde con el pulso de reset y que permite relajar el material antes de la compensación en tensión continua.

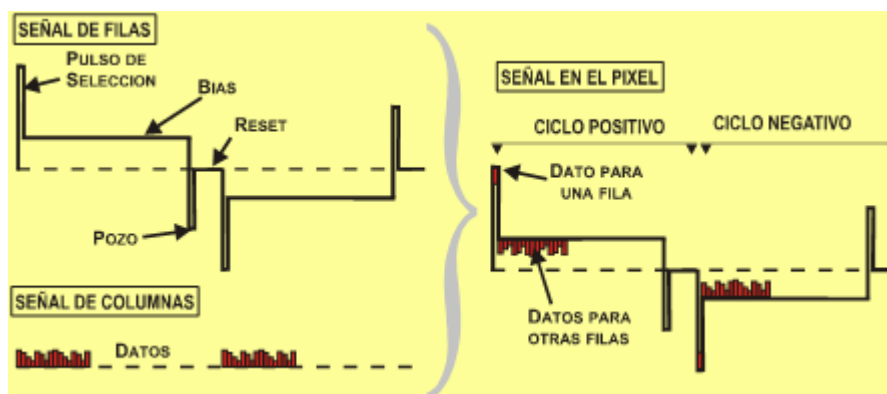


Figura IV-17. Señal de filas y columnas necesarias para el control de los píxeles de la micropantalla de AFLC

En el diagrama de bloques de la figura IV-18, se da una visión general de las partes en que esta compuesto el driver diseñado [IV-13].

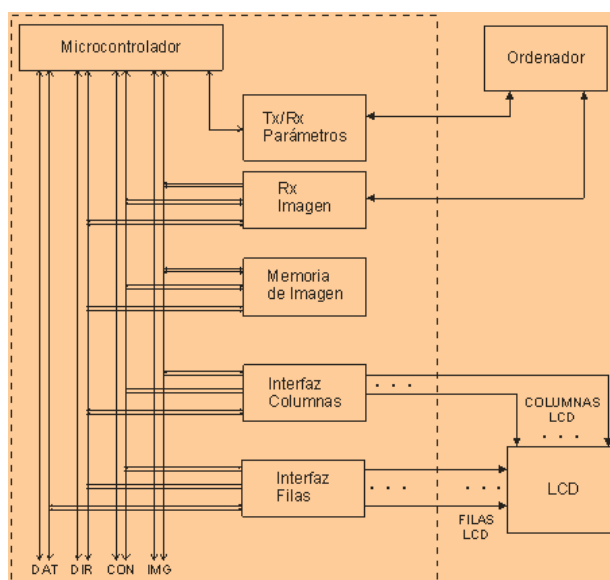


Figura IV-18. Diagrama de bloques del driver que controla la micropantalla AFLC

A continuación se describen las funciones de cada uno de ellos:

Ordenador: Será el encargado de enviar las imágenes que se desean presentar en la micropantalla.

Tx/Rx Parámetros: Canal bidireccional para el ajuste en línea del funcionamiento del sistema y para el envío/recepción de otras señales de control necesarias.

Rx Imagen: Canal unidireccional de alta velocidad, dedicado al envío de las imágenes, campo a campo, desde el ordenador hacia la memoria de imagen,

Interfaz Filas: Este bloque es el encargado de generar la forma de onda de las filas. Como ya se ha comentado, la forma de onda de la fila para la micropantalla de AFLC ha de tener 7 niveles, con un semiciclo positivo y otro negativo.

Interfaz Columnas: Descarga en paralelo los valores de gris de cada columna. Tiene en cuenta qué valores debe descargar en función de la fila del display que debe conmutar.

Memoria de Imagen: Actúa como memoria de vídeo, es decir, es el dispositivo donde se almacenan las imágenes que provienen del PC para poderlas visualizar en la micropantalla.

Microcontrolador: Es el encargado de cargar los parámetros de funcionamiento provenientes del ordenador, generar la señal de selección de fila y direccionamiento de la misma a la posición correspondiente de la pantalla, y de generar las señales de sincronismo necesarias para controlar el tráfico de datos de la imagen entre el ordenador, la memoria de imagen y la micropantalla de CL.

En la figura IV-19 se puede ver una imagen del driver fabricado [IV-14]. En la parte superior de la placa se encuentran los componentes electrónicos encargados de generar la forma de onda de las filas y columnas. En la parte inferior esta el resto de bloques como la memoria y el microcontrolador.

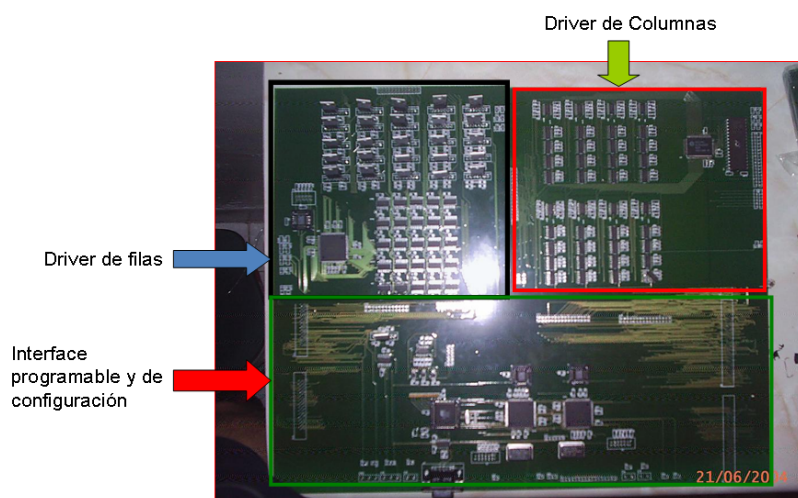


Figura IV-19. Fotografía del driver que controla la micropantalla AFLC

IV.3 BIBLIOGRAFIA

[IV-1] G. Pocock y C.D. Richards, “Fisiología Humana: La base de la Medicina (2ª edición)”, Masson, Barcelona (2005).

[IV.2] OMS: Organización Mundial de la salud [<http://www.who.int/es/index.html>].

[IV-3] IOBA: Instituto de Oftalmobiología Aplicada de la Universidad de Valladolid [<http://www.ioba.med.uva.es/>].

[IV-4] Novovision: Empresa especializada en productos de ayuda a la baja visión. [<http://novovision.es>].

[IV-5] ARvision User Manual.

[IV-6] User's Guide SAMSUNG Q1.

[IV-7] A. Escalera, “Visión por Computador. Fundamentos y Métodos”, Pearson Educación, Madrid (2001).

[IV-8] J. F. Collado, “Sistema de Ayuda a la Movilidad para Personas con Baja Visión”, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniero Técnico de Telecomunicación, Universidad Carlos III de Madrid (2008).

[IV-9] E. Peli, G. Luo, A. Bowers and N. Rensing, “Applications of Augmented-Vision Head-Mounted Systems in Vision Rehabilitation”. J. Soc. Inf. Disp., **15**, 1037-1045 (2007).

[IV-10] J. Essick, “Advanced LabView Labs”, Benjamin Cummings, United States of America, (1999).

[IV-11] Easy-Radio Guide: S350175.

[IV-12] C. Rodrigo, “Desarrollo y Caracterización Electroóptica de Pantallas Planas de Cristal Líquido de Gama Alta”, Tesis Doctoral, ETSI Telecomunicación, Universidad Politécnica de Madrid (1999).

[IV-13] V. Puerta, “Desarrollo de un Circuito de Excitación para Pantallas de Cristal Líquido Antiferroeléctrico Multiplexadas con Color y a Frecuencia de Vídeo”, Proyecto Fin de Carrera, Ingeniero Técnico de Telecomunicación, Universidad Carlos III de Madrid (2004)

[IV-14] J. M. S. Pena, J. I. Santos, R. Manzanares, I. Pérez, V. Urruchi y J. C. Torres, “Row and Column Drivers for Addressing Full Color and Video Rate Antiferroelectric Liquid Crystal Microdisplays”, Proc. SIPIE, **5840**, 11pp. (2005)

CAPITULO V: CONCLUSIONES Y LÍNEAS ABIERTAS

A continuación se muestran de forma resumida las conclusiones más importantes obtenidas de los diferentes aspectos tratados relativos a la caracterización y aplicaciones de las tecnologías de CL estudiadas en este trabajo, así como las líneas de actuación de trabajos futuros que se pueden desarrollar para completar los resultados aquí expuestos.

V.1 CONCLUSIONES

Caracterización y modelado eléctrico de dispositivos basados en CL

La obtención de un modelo de comportamiento eléctrico de los dispositivos basados en CL constituye una herramienta valiosa para facilitar el diseño de los drivers de direccionamiento de pantallas basadas en esta tecnología y el desarrollo de nuevas aplicaciones, electrónicas y fotónicas, de este tipo de dispositivos.

En este trabajo se ha diseñado e implementado un protocolo experimental encaminado a la obtención de circuitos eléctricos equivalentes de dispositivos basados en CL. Este protocolo de caracterización electroóptica para diferentes tecnologías de CL incluye:

- a) El estudio de las formas de onda más adecuadas que proporcionan diferentes niveles de transmisión constante durante un largo tiempo lo que las hace especialmente aptas para las medidas de impedancia en dispositivos de CL.
- b) La medida de impedancia de los dispositivos en diferentes estados de conmutación.
- c) La obtención del circuito eléctrico equivalente de dispositivos AFLC, V-Shape y TN.
- d) La medida de corriente de dispositivos AFLC, V-Shape y TN.
- e) La validación del CEE obtenido mediante la simulación de sus parámetros eléctricos (realizada con una herramienta comercial) y su comparación con los resultados experimentales obtenidos con el protocolo desarrollado.

Nuevas aplicaciones electrónicas de dispositivos basados en CLs

La propiedad de modificar la capacidad asociada a un dispositivo de CL con la tensión aplicada entre sus terminales muestra a estos materiales como potenciales candidatos para su utilización en sistemas electrónicos que requieren una capacidad variable controlada electrónicamente.

En este trabajo, se han diseñado, implementado y realizado una caracterización eléctrica completa de los siguientes circuitos, basados en dispositivos CL, para aplicaciones en sistemas de comunicaciones:

- a) Filtros LC de frecuencia variable electrónicamente basados en dispositivos de CL Nemático Torsionado.
- b) Generadores de frecuencia variable electrónicamente (VCO) basados en dispositivos de CL Nemático Torsionado.

Aplicaciones de alto valor añadido basadas en dispositivos de CL

Se han diseñado e implementado dos tipos de aplicaciones basadas en dispositivos de CL para dos áreas de aplicación concretas:

- a) Seguridad. Se ha desarrollado un protocolo de comunicaciones inalámbrico para comunicar una estación de control con un bombero a través de un sistema de visión de realidad aumentada (*see through*) el cual está basado en una micropantalla AFLC triestado integrada en el casco del bombero. También se ha desarrollado un driver de direccionamiento de la micropantalla.
- b) Discapacidad. Se ha desarrollado un sistema de ayuda a la visión para personas con baja visión capaz de realzar las formas y los contornos de los objetos el cual mejora la realización de las actividades cotidianas y el movimiento de las citadas personas con discapacidad visual.

V.2 LINEAS ABIERTAS

A continuación se detallan algunas de las líneas abiertas en los diferentes trabajos abordados en esta tesis.

- Líneas abiertas relativas a la caracterización y modelado eléctrico de dispositivos basados en CL:
 - a) Modelar el componente CPE en el software de simulación de circuitos electrónicos ORCAD, para poder simular la corriente en función del tiempo y validar el CEE propuesto en la tecnología AFLC triestado.

- b) Automatizar el sistema de adquisición de medida de impedancias en todas las tecnologías estudiadas.
- c) Aplicar el protocolo de caracterización diseñado a otras tecnologías como dispositivos de CL ferroeléctrico estabilizados en superficie (SSFLC).
- Líneas abiertas relativas al desarrollo de nuevas aplicaciones electrónicas de dispositivos basados en CLs:
 - a) Diseño y fabricación de un dispositivo basado en CL Nemático con parámetros de fabricación optimizados para la realización de un sistema de comunicación a frecuencia de audio.
 - b) Diseño y verificación experimental de filtros y osciladores sintonizables electrónicamente utilizando otras tecnologías de CL (AFLC, V-shape, FLC)
- Líneas abiertas relativas al desarrollo de aplicaciones de alto valor añadido:
 - a) Diseñar un nuevo sistema basado en dos cámaras y una sola micropantalla, de CL para personas que ven con un solo ojo y que permita calcular la profundidad de los objetos.
 - b) Realización de un estudio para conocer la tasa de fallos en el envío/recepción de datos en el canal de comunicaciones entre el casco de bomberos y la estación central de control.

